Anno XXIII - N. 5 Maggio 1978 - Lire 800 - Sped. abb. post. - Gr. III/70

RADIORAMA

RIVISTA MENSILE EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA
IN COLLABORAZIONE CON **POPULAR ELECTRONICS**



- **DIGIT/PROBE**
- **Telecomando a raggi infrarossi**
- **Le cellule solari al silicio**

SISTEMA DI CHIAMATA SELETTIVA PER CB ED AMATORI



ELETTRONICA



scienza o magia?

Due fili in un bicchiere d'acqua e... la lampadina si accende.
È opera di un mago? No.
Potrà essere opera vostra quando avrete esplorato a fondo i misteri di una scienza affascinante: l'**ELETTRONICA.**
Chi, al giorno d'oggi, non desidera esplorare questo campo?
Addentratevi dunque nei segreti dell'elettronica sotto la guida della **SCUOLA RADIO ELETTRA,** che propone oggi un nuovo, interessante Corso per corrispondenza: **SPERIMENTATORE ELETTRONICO.**
Tutti possono trovare nel Corso innumerevoli spunti di passatempo o di specializzazione futura.

Genitori, insegnanti, amici vedranno con sorpresa i ragazzi ottenere un'ottima preparazione tecnico-scientifica, senza fatica e divertendosi, grazie alle **16 appassionanti lezioni del Corso SPERIMENTATORE ELETTRONICO**
Queste, arricchite da **250 componenti**, permettono di compiere più di **70 esperimenti** e di realizzare apparecchi di alta qualità (fra gli altri, un organo elettronico, un interfono, un ricevitore MA, un giradischi) che **resteranno di proprietà dell'Allievo.**
E non c'è pericolo di scosse elettriche: tutti i circuiti funzionano con bassa tensione fornita da batterie da 4,5 volt.
Richiedete oggi stesso, senza alcun impegno da parte vostra, più ampie e dettagliate informazioni sul CORSO SPERIMENTATORE ELETTRONICO.

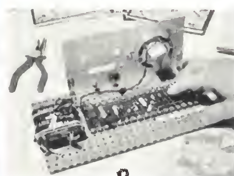
Scrivete alla

Presa d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391

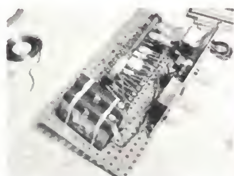


Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5/ 633
Tel. (011) 674432

MONTERETE TRA L'ALTRO



UN ORGANO ELETTRONICO



UN RICEVITORE MA

LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA

RADIORAMA

RIVISTA MENSILE DIVULGATIVA CULTURALE DI ELETTRONICA RADIO E TELEVISIONE
EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS

SOMMARIO

RADIORAMA N. 5

Anno XXIII - Maggio 1978
Spedizione in abbonamento postale Gr. III/70
Prezzo: L. 800

Direzione - Redazione Amministrazione - Pubblicità:
Radiorama, via Stellone 5, 10126 Torino
Tel. (011) 674.432 (5 linee urbane)

TECNICA INFORMATIVA

TECNICA PRATICA

LE NOSTRE RUBRICHE

5
MAGGIO 78

DIRETTORE RESPONSABILE: Vittorio Veglia.

DIRETTORE AMMINISTRATIVO: Tomasz Carver.

REDAZIONE: Guido Bruno, Gianfranco Flecchia, Cesare Fornaro, Francesco Peretto, Sergio Serminato, Antonio Vespa.

IMPAGINAZIONE: Giovanni Lojacono.

AIUTO IMPAGINAZIONE: Giorgio Bonis, Marilisa Canegallo.

SEGRETARIA DI REDAZIONE: Rinalba Gamba.

SEZIONE TECNICA COSTRUTTIVA: Scuola Radio Elettra - Popular Electronics.

SEZIONE TECNICA INFORMATIVA: Consolato Generale Britannico; EIBIS - Engineering in Britain; IBM; IRCI - International Rectifier; ITT - Components Group Europe; Philips; S.G.S. - Società Generale Semiconduttori; Siemens.

HANNO COLLABORATO A QUESTO NUMERO: Angela Gribaudo, Renata Pentore, Luigi Lusardi, Giuseppe Franzero, Ida Verrastro, Lorenzo Sartoris, Adriana Bobba, Andrea Gonella, Mario Durando, Gabriella Pretoto, Francesco Pautasso, Angela Valeo, Antonio Richiardi, Franca Morello.

 ● Pubblicazione autorizzata con numero 1096 dal Tribunale di Torino ● Spedizione in abbonamento postale, gruppo III ● La stampa di Radiorama è effettuata da litografia Interlito, via 24 Maggio 30/2, 10024 Moncalieri ● Pubblicità: RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino ● Distribuzione nazionale: Diemme Diffusione Milanese, via Taormina 28, tel. 68.83.407 - 20159 Milano ● RADIORAMA is published in Italy ● Prezzo del fascicolo: L. 800 ● Abbonamento semestrale (6 fascicoli): L. 4.500 ● Abbonamento per un anno (12 fascicoli): in Italia L. 8.000, all'estero L. 16.000 ● Copie arretrate, fino ad esaurimento, L. 800 il fascicolo ● In caso di aumento o diminuzione del prezzo degli abbonamenti verrà fatto il dovuto conguaglio ● I versamenti per gli abbonamenti e le copie arretrate vanno indirizzati a: SCUOLA RADIO ELETTRA S.p.A. - Redazione RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino (assegno circolare o bancario o cartolina-vaglia), oppure possono essere effettuati sul C.C.P. N. 2/12930, Torino.

COME PREVEDERE LA PORTATA DELLE RADIOCOMUNICAZIONI NELLA BANDA CB

L'ALTEZZA DELL'ANTENNA, LA POTENZA EFFETTIVAMENTE IRRADIATA E LA SENSIBILITA' INFLUENZANO LA PORTATA DI UNA COMUNICAZIONE.

Una delle cose che piú interessa la maggior parte degli appassionati CB è la portata effettiva consentita dalle loro apparecchiature. Nel presente articolo esamineremo un metodo per stabilire in modo molto preciso la portata che è possibile raggiungere durante i collegamenti radiofonici, effettuati sia fra una stazione fissa ed una stazione mobile, sia fra una stazione mobile ed una stazione fissa. Ci limitiamo per ora ad esaminare la propagazione delle onde elettromagnetiche "terrestri" trascurando quella delle onde elettromagnetiche "ionosferiche".

Il segnale irradiato da un'antenna si propaga lungo due strade: la prima è costituita dal cosiddetto percorso di terra, che segue un cammino parallelo al terreno e l'onda che segue questo percorso viene chiamata onda terrestre; la seconda componente del segnale irradiato si innalza nel cielo, e viene talvolta riflessa verso la terra dalla ionosfera, dando origine ai cosiddetti segnali "riflessi". Questo tipo di segnale può propagarsi fino a distanze che talvolta raggiungono le centinaia o le migliaia di chilometri, ma, in ogni caso, la sua natura è quella tipica dei fenomeni transitori. Prescindendo da ogni considerazione di carattere legale, i segnali riflessi sono estremamente rari, poiché l'attività solare è bassa.

La previsione della portata - Limitando lo studio alle onde di terra, si può valutare in

modo preciso la portata effettiva di un sistema di radiocomunicazione a due vie. Se si vuole giungere a risultati significativi, è necessario prendere in considerazione le tre grandezze fondamentali, di seguito definite.

- *Potenza effettiva irradiata* (ERP), che è una funzione del livello della potenza del segnale di uscita in alta frequenza erogata dal trasmettitore, delle perdite nei connettori e nella linea di trasmissione, e del guadagno (o della perdita) dell'antenna.
- *Perdita nella propagazione,* che è una funzione dell'altezza delle due antenne, della distanza fra esse e della perdita dovuta al terreno per un certo valore dell'affidabilità del collegamento radiofonico al di sopra del valore mediano del 50%.
- *Perdita ambientale del ricevitore,* che è una funzione del livello del rumore ambientale in prossimità del ricevitore, del guadagno o della perdita presentato dall'antenna del ricevitore, delle perdite nei connettori e nella linea di trasmissione e del valore del rapporto fra il livello del segnale rilevato dal ricevitore piú il livello del rumore ed il rumore medesimo (S + R)/R.

Per rappresentare la relazione che sussiste fra queste tre grandezze, è conveniente servirsi del grafico disegnato nella *fig. 1*, chiamato "diagramma del livello di potenza". L'uso del diagramma è molto semplice; è necessario innanzitutto determinare il livello di potenza equivalente alla sensibilità del ricevitore (fisso o mobile) espressa in dBm oppure in microvolt, quindi aggiungere una grandezza, denominata "fattore J", e le perdite dovute alla propagazione (grandezze che verranno entrambe esaminate dettagliatamente in seguito). A questo punto si è in grado di determinare il valore della potenza effettiva irradiata, necessaria per coprire la distanza stabilita, oppure la distanza che può essere raggiunta con un certo livello della potenza effettiva irradiata.

Il fattore J - Questo parametro rappresenta la differenza fra il valore della sensibilità del ricevitore ed il livello del segnale necessario per stabilire una comunicazione effettiva. In base a ricerche condotte sull'argomento è stato assodato che, per avere buoni risultati, è necessario disporre di un segnale il cui livello risulti piú grande di quello nominale della sensibilità del ricevitore. Il valore necessario del segnale, indicato con V_a, dipende soprattutto dal livello del rumore in alta frequenza che sussiste in prossimità del ricevitore (si osservi che il rumore preso in considerazione nelle misure del rapporto (S + R)/R è quello generato dal ricevitore stesso). Anche altre cause, però, influenzano il valore di V_a, come le caratteristiche dell'antenna ricevente, quelle della linea di trasmissione e le perdite nei connettori.

Per determinare il valore del fattore J, si può sia assumere un certo valore del rumore ambientale in prossimità del ricetrasmettitore usato nella base fissa o mobile, sia misurare il livello del rumore servendosi dello strumento indicatore dell'intensità dei segnali di cui è dotata l'unità ricetrasmittente. Se si decide di effettuare una stima del livello di rumore, ci si può orientare in base ai dati seguenti: 1 μV nelle zone rurali; da 3 μV a 10 μV nelle zone cittadine periferiche; da 10 μV a 40 μV nella maggior parte delle zone urbane.

Seguendo il secondo sistema, si può utilizzare lo strumento per la misura del parametro S di cui è dotato il ricetrasmettitore. Con lo squelch completamente aperto, si effettua la lettura del livello del rumore presente in un canale libero mediante lo strumento indicatore. Quindi si determina il valore effettivo, espresso in microvolt, del livello misurato con lo strumento indicatore, espresso con una grandezza compresa fra S1 e S9; per fare ciò, si può consultare o il manuale di istruzione del ricetrasmettitore o l'articolo descrittivo di una prova condotta sull'apparecchiatura, oppure si possono richiedere informazioni in merito alla casa costruttrice.

Quando si è determinato il valore del rumore in alta frequenza, si può passare ad esaminare l'impiego del grafico disegnato nella *fig. 2*. Si osservi che in esso sono rappresentate due curve che corrispondono, rispettivamente, al limite inferiore ed al limite superiore della sensibilità del ricevitore conseguibili nelle apparecchiature piú moderne, e che sono pari, approssimativamente, a 0,3 μV ed a 1 μV. Si trovi sull'asse orizzontale il valore corretto del rumore e si determini il valore di V_a. Inserendo poi questo valore nella formula sotto riportata, si può calcolare il fattore J nel seguente modo:
fattore J (dB) = $20 \log_{10} (V_a/\text{sensibilità del ricevitore})$.

Le perdite nella propagazione - Queste perdite consentono di stabilire quanta parte della potenza effettiva irradiata dalla sezione

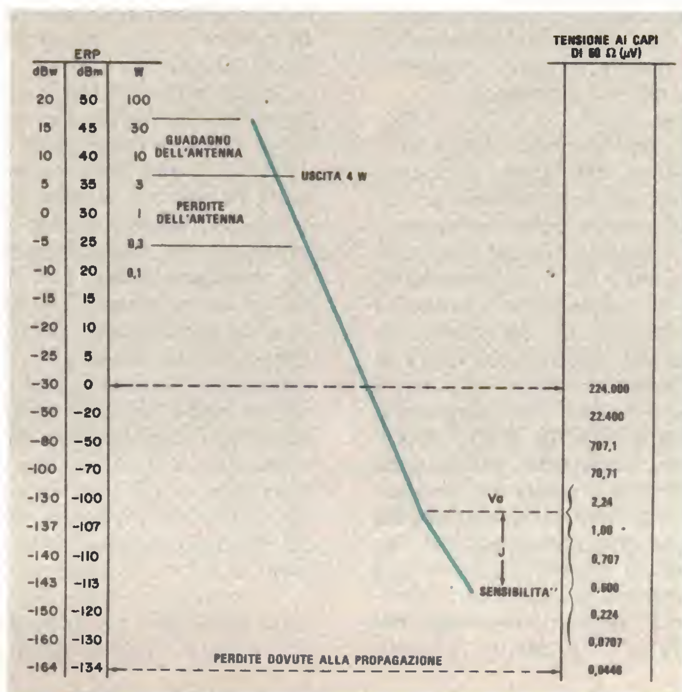


Fig. 1 - Grafico dei valori di V_a in funzione del rumore ambientale in alta frequenza.

trasmissiva del collegamento radiofonico è disponibile in corrispondenza del ricevitore. In riferimento a quanto segue, le perdite dovute alla propagazione sono state calcolate assumendo che l'altezza dell'antenna della stazione fissa al di sopra del livello medio del suolo fosse pari a 18 m, quella dell'antenna della stazione mobile fosse pari a 3 m e che la propagazione avvenisse su un terreno pianeggiante. Quest'ultima assunzione è molto importante e prevede, precisamente, che il terreno fra le due stazioni sia relativamente in pianura, senza colline eccessivamente alte né vallate profonde, e che siano quasi del tutto assenti ostacoli di natura artificiale. Nel computo è stata inclusa, inoltre, una perdita aggiuntiva di 4 dB per aumentare il margine di affidabilità.

In molte regioni il terreno può essere difficilmente considerato ideale o piatto. In base alla natura del terreno si potrà prevedere un aumento oppure una diminuzione della portata, a seconda che la stazione mobile si trovi ad un certo istante in cima ad una collina erta o in fondo ad una valle, oppure vicino ad un edificio molto alto. Vi sono altre caratteristiche del terreno, oltre al suo contorno, che possono renderlo poco adatto per un collegamento radiofonico. Uno di questi fattori è costituito dalla resistività del suolo. Anche se un terreno pianeggiante viene idealmente considerato come una superficie piana perfettamente conduttrice, una schematizzazione piú realistica deve tener conto che la terra si comporta come una resistenza. E' stato accertato che alle frequenze prossime ai 30 MHz i segnali polarizzati verticalmente, propagantisi al di sopra di un terreno "buono" (argilla, terra grassa, palude o acquitrino), vengono influenzati dal contorno della superficie e dalla resistività del suolo se l'altezza delle antenne al di sopra del livello medio della terra è inferiore a 9 m.

Le antenne di cui sono dotate le stazioni mobili appartengono a questa categoria e, pertanto, può verificarsi una diminuzione della perdita di propagazione fino a 10 dB. Oltre ad esercitare un'influenza sulla propa-

gazione, la natura del suolo può anche modificare il valore dell'impedenza dell'antenna di una stazione mobile ed influire, quindi, sull'efficienza del sistema di antenna.

La previsione della portata - Dopo aver determinato il valore del fattore J, si può procedere ad effettuare la stima della portata ottenibile mediante un certo collegamento. Osservando il diagramma del livello di potenza illustrato nella *fig. 1*, si vede chiaramente l'effetto di "cuscinetto" prodotto dal fattore J. Anche nella *fig. 2* è visibile l'influenza esercitata dal fattore J sul valore di V_a, a parità di livello dei rumori ed a parità di sensibilità dei ricevitori. Nel disegnare il diagramma illustrato nella *fig. 3*, che rappresenta la relazione sussistente fra il valore della potenza effettiva irradiata e la distanza coperta, sono stati presi in considerazione sia il fattore J sia le perdite di propagazione. Per semplificare l'uso di questo diagramma, è stata disegnata una famiglia di curve in corrispondenza dei due valori di sensibilità del ricevitore (0,3 µV e 1 µV per un rapporto (S + R)/R pari a 10 dB) e per quattro livelli di rumore in alta frequenza (0,3 µV; 1 µV; 3 µV; 10 µV).

Si supponga di voler assicurare una copertura omnidirezionale per mezzo di una stazione per base fissa dotata di un'antenna da 18 m. Il livello della potenza effettiva irradiata sia pari a 4 W, cioè 36 dBm (questa situazione si verifica quando la potenza di uscita del segnale in alta frequenza, irradiato da un ricetrasmettitore, è di 4 W, e quando il valore del guadagno offerto dall'antenna è tale da compensare esattamente le perdite introdotte dai connettori e dalla linea di trasmissione). Si assuma, inoltre, che il collegamento radiofonico si svolga in una zona suburbana, caratterizzata da un livello di rumore pari a 3 µV, e che la sensibilità del ricevitore sia di 1 µV in corrispondenza di un valore del rapporto (S + R)/R pari a 10 dB. La previsione della portata viene effettuata nel modo seguente.

Si individui la linea corrispondente al livello di 36 dBm e si proceda lungo essa fino ad incontrare la curva relativa al valore 3 µV;

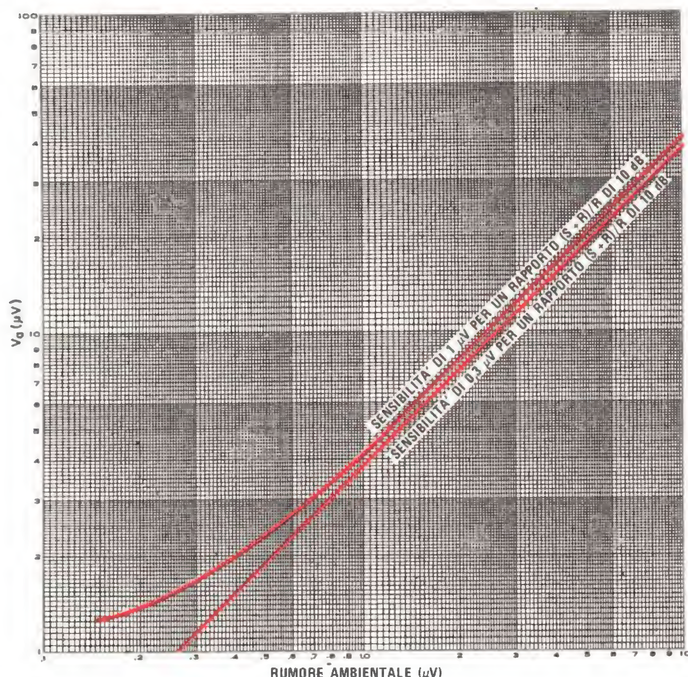


Fig. 2 - Il diagramma del livello della potenza illustra la relazione che sussiste fra la potenza effettiva irradiata, le perdite dovute alla propagazione, il fattore J e la sensibilità.

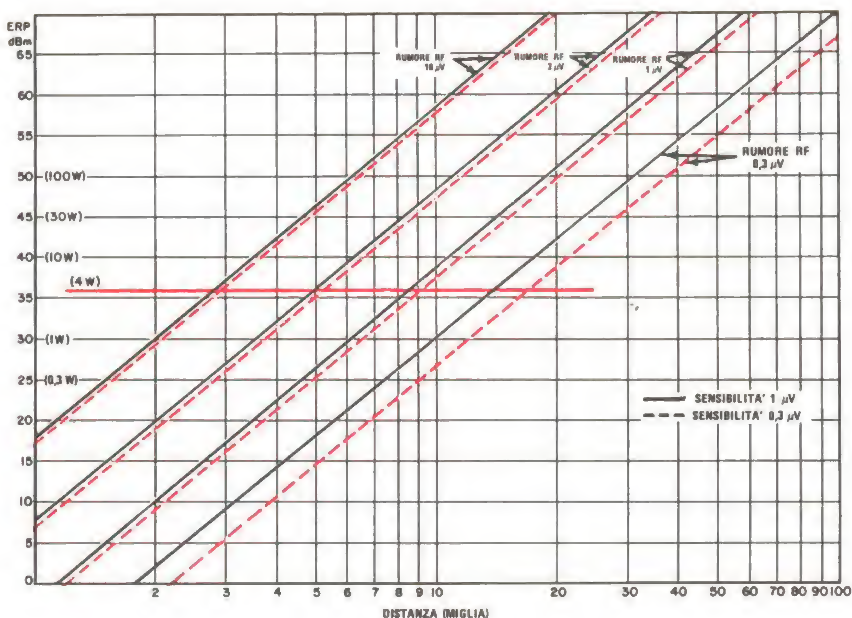


Fig. 3 - Grafico per il calcolo della potenza effettiva irradiata in funzione della distanza coperta per due valori della sensibilità e per diversi livelli del rumore ambientale in alta frequenza. Si tenga presente che i valori delle distanze, riportate sull'asse delle ascisse, sono indicati in miglia; per eseguire la conversione in km si devono moltiplicare tali valori per il fattore 1,6.

si legga quindi il valore della distanza corrispondente all'intersezione, che nel nostro esempio è pari a 8 km. Naturalmente è possibile procedere nel modo inverso a quello descritto e determinare il valore della potenza effettiva irradiata necessaria per assicurare un collegamento su una distanza di 8 km: si segua la linea corrispondente a 8 km fino ad incontrare la curva del rumore con livello di 3 μV, e si legga quindi il valore corrispondente della potenza effettiva irradiata (36 dBm, pari a 4 W).

Alcune osservazioni - Le antenne utilizzate nelle stazioni mobili sono meno efficienti di quelle adoperate nelle stazioni fisse e, conseguentemente, la portata ottenibile mediante una stazione mobile è ovviamente piú modesta. Il valore tipico di quest'ultima è di 1,8 km. Dall'esame dei diagrammi illustrati nella *fig. 2* e nella *fig. 3* si può concludere che, in corrispondenza di livelli del rumore ambientale in alta frequenza superiori a 1 μV (come accade normalmente nel caso delle CB), un aumento della sensibilità del ricevitore pari, per esempio, al 333-1/3%, cioè da 1 μV a 0,3 μV con un valore del rapporto (S + R)/R di 10 dB, contribuisce a diminuire solo del 10% il valore necessario della potenza effettiva irradiata. Soltanto in ambienti estremamente silenziosi dal punto di vista del rumore in alta frequenza (con livelli inferiori a 0,5 μV), che probabilmente non è possibile reperire nelle CB neanche nelle zone rurali piú remote, si può verificare una riduzione significativa del valore della potenza effettiva irradiata, necessaria per coprire una certa distanza.

In altre parole, sembra adeguato un valore della sensibilità pari a 1 μV con un livello del rapporto (S + R)/R di 10 dB per affrontare quasi tutte le situazioni. Rimane tuttavia da appurare se un valore del rapporto (S + R)/R di 10 dB sia sufficiente per assicurare una buona intelligibilità. Se si dispone di un ricevitore piú sensibile (0,3 μV per un rapporto (S + R)/R di 10 dB), in modo da ottenere un rapporto migliore, pari, per esempio, a 15 dB a 1 μV, l'operatore può usufruire di un netto vantaggio in termini di qualità sonora o di intelligibilità. ★

Le cellule solari al silicio

Costituzione ed applicazioni pratiche

Oggigiorno, si possono acquistare cellule solari al silicio con alcune centinaia di lire per milliwatt di potenza d'uscita; questo prezzo è ancora troppo elevato per costruire pannelli solari di alta potenza convenienti per la maggior parte delle applicazioni e specialmente per usi sperimentali, mentre è accessibile per chiunque desideri costruire piccoli pannelli solari per la ricarica di batterie al nichel-cadmio.

In questo articolo saranno presi in esame i fattori di progetto e le modalità da seguire per la costruzione di piccole batterie solari; ma prima vediamo come funziona una cellula solare ed esaminiamo i motivi del suo costo elevato.

Teoria della cellula solare - La composizione di una tipica cellula solare al silicio è schematizzata nella *fig. 1*; si tratta essenzialmente di un diodo semiconduttore a giunzione p-n, il cui funzionamento dipende dall'effetto fotoelettrico. Quando la cellula è nell'oscurità, nessuna corrente la attraversa: il potenziale di barriera della giunzione impedisce alle cariche di passare da un lato all'altro. Ma quando fotoni (particelle di luce) colpiscono il silicio, si creano coppie elettroni-buchi e ne risulta una tensione d'uscita. Se i terminali d'uscita della cellula sono collegati ad un carico, attraverso questo scorrerà una corrente. La tensione della cellula è relativamente indipendente dal livello luminoso ed è in genere compresa tra 0,45 V e 0,55 V. La corrente d'uscita, tuttavia, è in relazione diretta con l'intensità della luce che colpisce la superficie della cellula.

Il rendimento teorico massimo di conversione (il rapporto tra la potenza d'uscita della cellula e la potenza luminosa d'entrata) di una cellula solare al silicio "ideale" è compreso tra il 20% ed il 25%. Una tale cellula non esiste, ma alcune cellule di laboratorio hanno dimostrato un rendimento che si approssima al 20%. Le cellule che si trovano in commercio vanno, come rendimento, dall'8% al 10% per i dispositivi piú vecchi, e dal 10% al 15% per i tipi di qualità superiore costruiti negli ultimi anni.

Costituzione delle cellule solari - Il silicio è il secondo elemento piú abbondante sulla terra ed il tipo greggio per uso metallurgico è piuttosto economico. Il rendimento di una cellula solare al silicio è però in relazione diretta con la purezza del silicio usato e quello ultrapuro costa cento volte di piú del materiale per impiego in metallurgia.

Ma le ragioni principali dell'elevato prezzo delle cellule solari al silicio sono da attribuirsi alle cinque operazioni necessarie per la loro costruzione, e cioè:

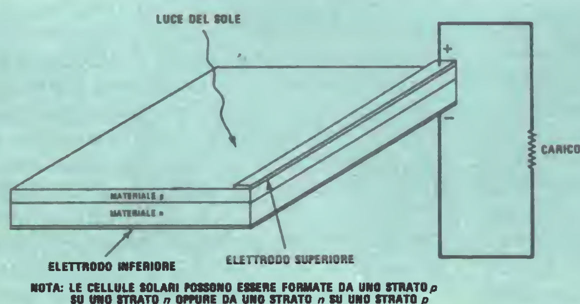


Fig. 1 - Composizione di una cellula.

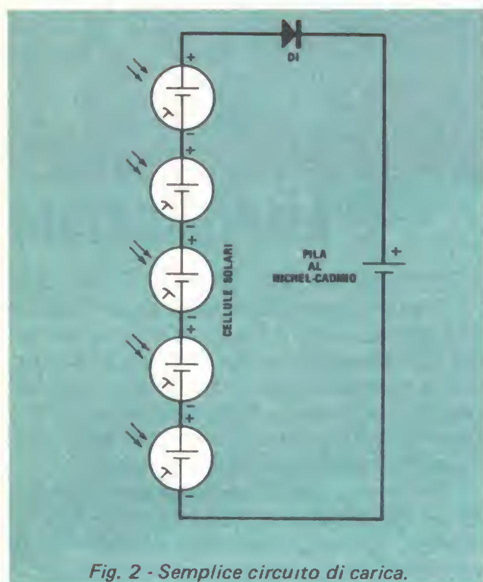


Fig. 2 - Semplice circuito di carica.

- crescita di pezzi di silicio da silicio fuso;
- taglio dei pezzi di silicio in fette sottili;
- spianamento delle superfici delle fette mediante mezzi chimici o rettifica meccanica;
- formazione di una giunzione p-n riscaldando le fette in una fornace in presenza di adatti materiali droganti;
- fissaggio di elettrodi metallici alle superfici anteriore e posteriore della cellula.

In realtà, queste sono le cinque operazioni essenziali necessarie per produrre una cellula solare funzionante. Cellule con maggiore rendimento possono essere prodotte incidendo la superficie frontale, formando elettrodi migliori, ossidando la superficie frontale per ridurre le perdite di riflessione e prestando una cura particolare alla formazione della giunzione.

Considerando il costo dei materiali ed il procedimento complesso richiesto per la costruzione di tali cellule, il loro costo elevato è certamente giustificato. Fortunatamente, tecniche migliorate di produzione promettono di abbassare considerevolmente nei prossimi anni i prezzi di questi componenti.

Costruzione pratica di complessi di cellule solari - La *fig. 2* mostra come una batteria solare al silicio viene collegata ad una pila al nichel-cadmio. Le cinque cellule solari della batteria producono in tutto circa 2,75 V a circuito aperto e con sole brillante e forse 1,5 V quando vengono caricate dalla pila al nichel-cadmio. Il diodo di blocco D1 impedisce alla pila di scaricarsi attraverso la batteria solare nelle ore di oscurità. Se la pila al nichel-cadmio viene staccata dal circuito durante l'oscurità, D1 ed una delle cinque cellule solari si possono omettere dal circuito (la quinta cellula solare compensa la caduta di tensione in senso diretto ai capi del diodo).

Per il progetto di sistemi pratici di ricarica, occorre conoscere le esigenze di ricarica delle pile e la massima corrente d'uscita della batteria solare. Il massimo andamento di carica della maggior parte delle pile al nichel-cadmio è pari al 10% della capacità della pila in milliampere/ora (mA/h). Quindi il massimo andamento di carica per una pila da 500 mA/h è di 50 mA. Un andamento di carica piú alto può danneggiare o distruggere la pila. La maggior parte delle pile, per raggiungere la piena capacità, richiedono 12 ÷ 14 ore con il massimo andamento di carica. Recentemente però sono entrate in commercio unità a carica rapida, che possono essere ricaricate alla piena capacità in circa quattro ore soltanto; esse vengono caricate al 30% della capacità in mA/h (per esempio, 150 mA per una pila da 500 mA/h).

Tenendo presente quanto sopra, ecco alcune utili indicazioni da seguire nel progetto di caricabatterie solari:

- si usino tre-quattro cellule solari in serie per ogni pila al nichel-cadmio collegata in

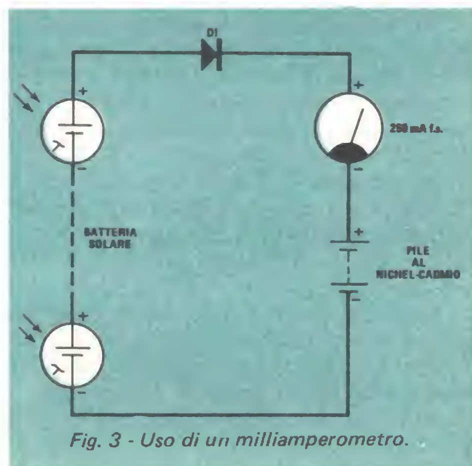


Fig. 3 - Uso di un milliamperometro.

serie (per esempio: due pile in serie richiedono sei-otto cellule solari in serie);

• si aggiunga un'altra cellula solare se viene usato un diodo di blocco;

• montando il complesso, si colleghino insieme provvisoriamente le cellule solari, quindi si colleghino queste alle pile attraverso un milliamperometro, come si vede nella *fig. 3.* Il livello di corrente non dovrebbe superare il limite massimo ammissibile per le pile al nichel-cadmio quando la batteria solare è esposta alla piena luce del sole. Se il livello di corrente è troppo alto, si tolgano una o piú cellule solari fino a che il livello di corrente stesso non scende ad un valore di sicurezza. Se la corrente è troppo bassa, si aggiungano cellule solari, come dovuto.

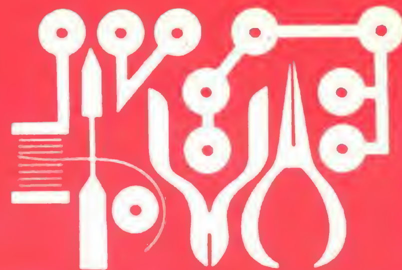
Si tenga presente che si può ottenere qualsiasi combinazione di tensioni e correnti da una batteria solare impiegando opportuni collegamenti in serie e parallelo di cellule solari.

Caricabatterie pratico - Si colleghino in serie nove cellule solari da 2 cm di lato, quindi si colleghino queste a due pile al nichel-cadmio, unite tra loro in serie.

Nel costruire questo caricabatterie, è conveniente saldare insieme con cura le cellule in gruppi di tre, usando un saldatore a matita di bassa potenza e filo a trecciola stagnato per collegamenti. Poi, si usino quadratini di nastro adesivo per fissare provvisoriamente le strisce di cellule, a faccia in giù, su un pannello di plexiglass. Quindi si applichi collante trasparente al silicone tra le file di cellule e si lisci il collante attraverso le parti posteriori di quelle cellule non fissate con nastro adesivo.

Si lasci essiccare l'adesivo per dodici ore, poi, prestando la dovuta attenzione, si saldino le strisce di cellule l'una con l'altra per ottenere il totale desiderato. Alla batteria si colleghino i fili d'uscita ed un diodo di blocco tipo 1N914. Si sparga adesivo nelle parti posteriori delle cellule (dopo aver tolto il nastro adesivo) e si disponga sopra un foglio vinilico trasparente, tenendolo fissato al suo posto per ventiquattro ore con nastro adesivo.

Questo semplice metodo di montaggio permetterà di realizzare rapidamente e facilmente un caricabatterie solare per pile al nichel-cadmio, in grado di fornire una corrente di carica compresa tra 5 mA e 15 mA con cielo coperto. ★



L' AMPLIFICATORE

Finora, per amplificare un debole segnale audio ed azionare un altoparlante miniatura, si è fatto uso di uno dei ben noti amplificatori modulari di tipo commerciale, reperibili con diverse potenze d'uscita (da 100 mW a parecchi watt) e forniti completamente montati su un compatto circuito stampato.

Anche se questi amplificatori modulari hanno un prezzo ragionevole e sono di facile impiego, per molte normali applicazioni di amplificazione si ricorre ora al versatile circuito integrato amplificatore di potenza LM380. Questo circuito che potrebbe sembrare un semplice integrato, viene fornito in versioni ad otto ed a quattordici piedini, dei quali soltanto sei sono attivi; gli altri sono tutti collegati a massa e possono essere usati per dissipare il calore del circuito integrato quando viene fatto funzionare ad alti livelli di potenza.

A differenza della maggior parte degli amplificatori modulari nei quali sono usati componenti separati, l'IC LM380 ha un'impedenza di uscita molto bassa e può essere collegato direttamente ad un altoparlante da 8 Ω.

Il circuito a dodici transistori dell'LM380 presenta molte ed interessanti caratteristiche. Per esempio, uno stadio d'entrata p-n-p permette l'accoppiamento diretto del segnale d'entrata. Il guadagno complessivo del circuito è mantenuto a 50 (34 dB) da resistori interni di controreazione, ma è possibile ottenere un guadagno maggiore con un semplice circuito di reazione positiva.

Uno degli inconvenienti piú fastidiosi presentati dagli amplificatori di potenza a semiconduttori è il surriscaldamento dello stadio d'uscita; per risolvere questo problema, nell'LM380 è inserito un circuito automatico di interruzione termica che spegne l'amplificatore quando un'eccessiva corrente d'uscita surriscalda il circuito integrato; in questo modo è possibile salvare il circuito integrato, che altrimenti verrebbe distrutto.

A temperatura ambiente, l'LM380 dissipa

l' angolo dello sperimentatore

DI POTENZA LM380

fino a circa 1,25 W senza un dissipatore di calore. Per il funzionamento a potenza piú alta, i piedini dissipatori di calore (3, 4, 5, 10, 11, 12, nella versione a quattordici piedini) devono essere saldati ad una pista di rame comune del circuito stampato. La pista dell'IC, avente un'area di 35 cm^2 ed un peso di 57 g, consente il funzionamento fino a 3,7 W a temperatura ambiente.

Le configurazioni dei piedini per le versioni normale a quattordici piedini e miniatura ad otto piedini dell'LM380 sono riportate nella *fig. 1*. Poiché la versione mini-DIP a otto piedini ha una minore dissipazione interna di calore, la sua potenza d'uscita è limitata a circa 0,5 W se non si fa uso di un dissipatore di calore esterno.

La *fig. 2* mostra uno dei circuiti piú semplici realizzabili con un LM380: un semplice amplificatore per un economico microfono a bassa impedenza, del tipo di quelli comunemente usati con i registratori a cassette miniatura. Nel circuito viene usato un trasformatore d'entrata per adattare l'impedenza del microfono a quella dell'amplificatore, il guadagno risultante è adatto per un semplicissimo citofono ad una via. E' possibile stabilire il buon funzionamento del circuito ponendo il microfono a pochi centimetri dall'altoparlante ed ascoltando i suoni di reazione acustica che ne derivano.

A riposo, il semplice circuito della *fig. 2* assorbe solo circa 4 mA con alimentazione di 9 V, ma forti suoni nel microfono possono creare assorbimenti di 70 mA o piú. Un assorbimento di 100 mA a 9 V corrisponde ad un consumo di potenza di 0,9 W, limite ampiamente compreso entro la massima gamma di funzionamento della versione a quattordici piedini dell'LM380 senza l'impiego di un dissipatore di calore esterno. Il potenziometro R1 serve da controllo di volume.

Con un solo LM380 e sei componenti esterni si può costruire un citofono completo a due vie "premere per parlare", come illustrato nella *fig. 3*. Nel circuito vengono usati due comuni altoparlanti da 8 Ω che servono anche come microfoni. Quando è in posizione PARLARE, SPKR1 serve come microfono e SPKR2 come altoparlante; in posizione ASCOLTO, i compiti dei due componenti sono invertiti.

Anche questo circuito assorbe a riposo solo 4 mA (con 9 V), per cui può essere lasciato acceso per lunghi periodi di tempo.

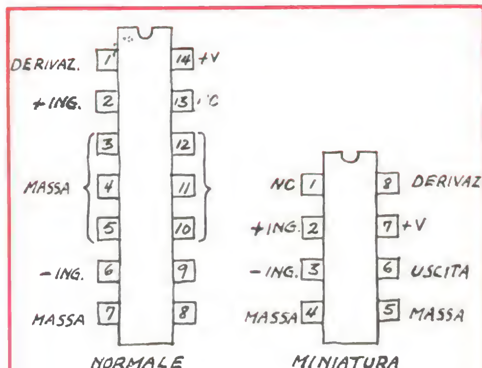


Fig. 1 - Configurazione dei piedini per l'LM380 normale e miniatura.

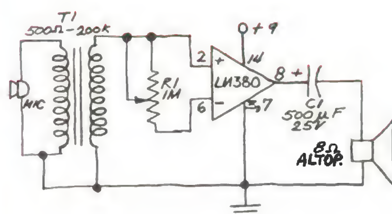


Fig. 2 - Semplice amplificatore audio impiegante un LM380.

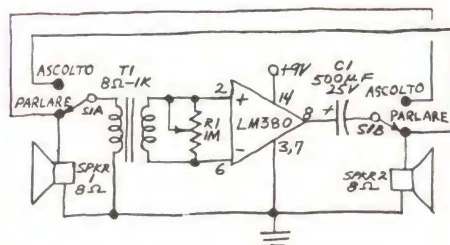


Fig. 3 - Circuito di un elementare sistema di citofono a due vie.

Poiché l'LM380 ha una vasta gamma di tensioni di funzionamento (da 8 V a 22 V), le richieste d'alimentazione sono del tutto flessibili. Una batteria da 12 V per lanterne, ad esempio, può fornire eccellenti risultati.

Oscillatore a spostamento di fase - Nel foglio di caratteristiche con cui la National Semiconductor correda l'LM380 sono fornite indicazioni per usare il circuito integrato come semplice oscillatore a spostamento di fase. Nel circuito, riportato nella *fig. 4*, viene usata una semplice rete RC per produrre una nota eccezionalmente squillante con un altoparlante miniatura. Con i valori specificati nella *fig. 4*, il circuito oscilla ad una frequenza di 3,6 kHz ed aziona un altoparlante miniatura da 6,5 cm, il quale produce un suono penetrante adatto perciò per un allarme antifurto o per altri dispositivi il cui scopo è di attirare l'attenzione. La forma d'onda d'uscita è un'onda quadra con una larghezza di 150 μs, i tempi di salita e di discesa sono inclinati e l'ampiezza è di 4,2 V da picco a picco con alimentazione di 9 V.

L'assorbimento di corrente dell'oscillatore è alto: 90 mA a 9 V, ma la dissipazione di potenza con questa tensione è di soli 0,81 W, ben al di sotto degli 1,25 W che la versione a quattordici piedini può sopportare (a temperatura ambiente) prima che il circuito integrato si spenga. Quindi non è necessario dissipare il calore del circuito integrato per un sicuro funzionamento di questo circuito.

Se il guadagno di 50 volte disposto internamente nell'LM380 non è sufficiente per qualche applicazione, nel circuito della *fig. 5* viene usata una reazione positiva (per mezzo di R2) per ottenere un guadagno di 200 volte. La National Semiconductor consiglia per R1 un valore di 15,2 kΩ (1%) e per R3 un valore di 2,7 Ω; si sono però ottenuti eccellenti risultati con un resistore da 15 kΩ, 10% per R1 e con tre resistori da 1 Ω in serie per R3. Il circuito rappresenta un sensibilissimo citofono ad una via: si può anche omettere T1 e collegare un appropriato dispositivo di entrata direttamente tra il piedino 6 e massa.

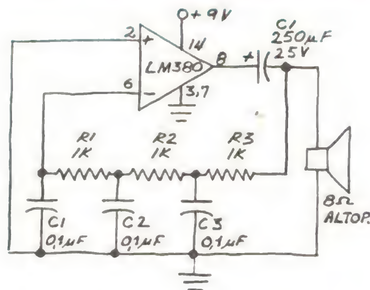


Fig. 4 - Questo oscillatore a spostamento di fase impiegante un LM380 produce una nota squillante.

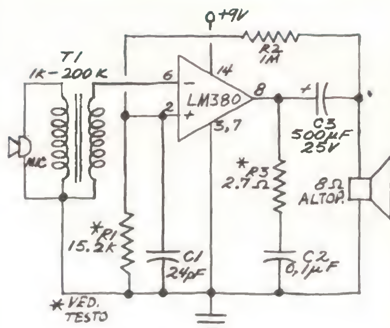


Fig. 5 - Circuito amplificatore audio con un guadagno di 200 volte.

Si tenga presente che facendo funzionare uno dei circuiti ora descritti si può incontrare qualche inconveniente: uno di questi è dato da un'oscillazione a 5 MHz - 10 MHz la cui presenza può essere facilmente determinata (se non si dispone di un oscilloscopio) ponendo semplicemente vicino al circuito un radioricevitore MA. Se il ricevitore soffia o se si manifestano interferenze, per sopprimere l'oscillazione è sufficiente collegare al circuito la rete C2-R3 rappresentata nella *fig. 5*.

L'oscillazione può anche avvenire se i fili d'alimentazione sono troppo lunghi; per eliminare questo problema, si colleghi un condensatore da 0,1 μF tra i piedini 14 e 7.

Infine, un problema particolarmente fastidioso è dato dal funzionamento irregolare del circuito, il quale sembra funzionare bene per un certo tempo, dopodiché tace. Dopo aver interrotta l'alimentazione per pochi secondi, il circuito funziona in modo normale.

Questo inconveniente è però provvidenziale, in quanto "avverte" che il circuito integrato viene sovraccaricato per cui interviene il circuito di interruzione termica. Per ovviare a ciò si riduca il livello del segnale d'entrata, si diminuisca la tensione d'alimentazione oppure si ricorra ad entrambi i mezzi. ★



DIGIT PROBE

Questa sonda logica compatta e facile da usare si infila in un dito

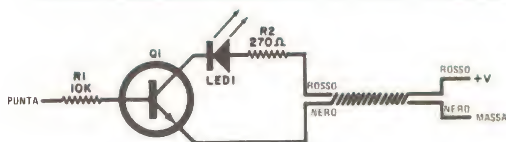
La sonda logica che presentiamo è tanto compatta da potersi infilare sulla punta di un dito. Naturalmente si tratta di un dispositivo non reperibile in commercio, ma che si deve realizzare personalmente. Tale sonda rende facile seguire impulsi in affollati complessi di circuiti integrati ed in piste di circuiti stampati che sembrano tutte uguali.

Come si vede dallo schema, il circuito è sostanzialmente un indicatore Alto-Basso, che fornisce un'indicazione visiva delle condizioni esistenti nel circuito in prova per mezzo del diodo emettitore di luce LED1.

Tutti i componenti devono essere piccoli il piú possibile, in modo che il circuito possa essere montato su un comune plettro di plastica per chitarra o banjo. Per Q1 si usi un transistore miniatura n-p-n per impieghi generici e per R1 e R2 resistori da 1/8 W. Per LED1 si può utilizzare un diodo emettitore di luce di qualsiasi dimensione e colore.

Costruzione - Il circuito della sonda si monta direttamente sulla superficie esterna del plettro per chitarra o banjo e si fissa con collante resinoso trasparente a presa rapida. Il montaggio è molto facile e non è critico, ma deve essere eseguito in modo che la disposizione dei componenti risulti compatta il piú possibile.

Si cominci la costruzione tagliando i terminali dei resistori in modo che risultino lunghi 6,5 cm e si pieghino a gancio i terminali restanti. Si stagni la testa di uno spillo e si saldi la testa stessa ad un terminale di R1; quindi si saldi l'altro terminale di R1 al terminale di base di Q1. Il terminale di catodo di LED1 va saldato al terminale di collettore di Q1 ed il terminale di anodo ad un'estremità di R2. Si saldino pezzi di filo per collegamenti a trecciola sottili, uno rosso ed uno nero, lunghi circa un metro, rispettivamente all'estremità libera di R2 ed al terminale di emettitore di Q1. Alle estremità libere di questi fili si colleghino pinzette miniatura a bocca di coccodrillo. Infine, si intreccino i fili tra loro.



Circuito della sonda logica.

Si cosparga con uno strato abbondante di collante resinoso la zona del plettro nella quale il circuito della sonda deve essere montato e si prema il circuito nel collante orientandolo come si vede nella fotografia. Si infili sull'estremità sporgente dello spillo un pezzo di tubetto isolante di plastica, lasciando esposto un tratto di punta lungo 3 ÷ 5 mm. Infine si ricopra il circuito con un altro strato di collante resinoso per assicurare un fermo ancoraggio meccanico, e si lasci asciugare il collante per almeno ventiquattro ore.

Uso - Si infili la sonda nel dito indice della mano che normalmente si usa per tenere una sonda, si aggancino le pinzette a bocca di coccodrillo dei fili intrecciati nero e rosso alle linee di alimentazione "–" e "+" del circuito in prova, e si eseguano i controlli puntando il dito nei punti dovuti. ★

Comprendere i principi fondamentali dell'elettronica

CONDENSATORI E CIRCUITI AD ALTA FREQUENZA

Come è detto in un precedente articolo, pubblicato sul numero di Marzo a pag. 5, un condensatore presenta una opposizione al flusso di corrente alternata che diminuisce con l'aumentare sia del valore della capacità sia di quello della frequenza del segnale applicato (oppure al crescere di entrambi).

Questa reattanza capacitiva viene misurata in ohm, ma non costituisce in realtà una vera resistenza poiché non rappresenta né un assorbimento di potenza né una dissipazione di questa sotto forma di calore. Può risultare però comodo, a questo punto, considerare il condensatore come un resistore "fantasma". La quantità esatta di reattanza che il condensatore presenta ad una certa frequenza può essere calcolata usando la equazione: $X_C = 1/(2\pi fC)$, in cui X_C è in ohm, f (frequenza) è in hertz e C (capacità) è in farad. Per esempio, un condensatore da 1 µF presenta una reattanza di 159,2 Ω a 1.000 Hz, e di 0,1592 Ω a 1 MHz.

Risposta in frequenza - Uno dei termini che ricorrono piú frequentemente quando si parla dei circuiti RC è la risposta in frequenza. Facendo riferimento alla *fig. 1*, il concetto di risposta in frequenza è utilizzato per mettere in relazione fra loro il segnale di ingresso ed il segnale di uscita. Nella descrizione di circuiti di questo tipo incontriamo spesso espressioni quali frequenza del punto di inflessione o di taglio, o del punto di rottura, o a metà potenza o del punto a −3 dB. Tutti questi termini si riferiscono ad un valore particolare di frequenza, che rappresenta un punto di riferimento molto conveniente dal punto di vista matematico.

Guardando il circuito dai morsetti di ingresso, esso si presenta come una combinazione di tipo serie formata da un resistore R e da una reattanza capacitiva X_C. Questi due componenti si comportano in un certo senso come un divisore di tensione, dando origine ai propri capi ad una caduta di tensione il cui valore dipende dall'ammontare relativo della resistenza o della reattanza di ogni elemento. Se il valore di X_C è molto più grande di quello di R, la maggior parte della tensione di ingresso si localizza ai capi del condensatore; quindi la tensione di uscita rappresenta una frazione apprezzabile di quella di ingresso. A mano a mano che la frequenza del segnale cresce, una tensione sempre piú piccola si localizza ai capi del condensatore, mentre la maggior parte della tensione di ingresso cade ai capi del resistore, riducendo il valore della tensione disponibile all'uscita (si fa l'ipotesi di misurare i valori di queste tensioni per mezzo di un voltmetro in corrente alternata con altissima impedenza di ingresso, per evitare di sovraccaricare il partitore di tensione, come è stato già discusso in un articolo precedente).

Quando il valore di R è uguale a quello di X_C, troviamo che esattamente $1/\sqrt{2}$, cioè il 70,7% della tensione di ingresso, appare ai capi dei morsetti di uscita. E poiché la potenza è proporzionale al quadrato della tensione, metà della potenza di ingresso risulta disponibile all'uscita. Questo è il motivo per cui la frequenza alla quale il valore di X_C uguaglia quello di R viene chiamata punto a metà potenza. Inoltre, poiché un calo di potenza del 50% corrisponde ad una diminuzione del livello pari a 3 dB, anche la frequenza alla quale si verifica questa diminuzione del livello viene chiamata punto a metà

potenza (non si confonda però questa frequenza con quella cosiddetta a metà tensione, alla quale un calo del 50% del valore della tensione corrisponde a −6 dB).

Si può essere indotti a pensare che il 50% della tensione si localizzi ai capi del condensatore, e che il restante 50% si localizzi ai capi del resistore. Tale comportamento si verificherebbe se si trattasse di un partitore di tensione puramente resistivo, ma in questo caso vi è di mezzo la reattanza, che complica le cose.

Senza addentrarsi in un'analisi dettagliata, basti semplicemente sapere che, in tutte le situazioni nelle quali si ha a che fare con resistenze e con reattanze, le tensioni che si localizzano ai capi di ogni elemento devono essere considerate come vettori. Come è illustrato nella *fig. 2*, V_R e V_C sono ad angolo retto l'uno rispetto all'altro e l'ampiezza di ciascuno di essi, riferita ad una tensione di ingresso del valore di 1,0, è pari a 0,707. Applicando una semplice relazione trigonometrica ($c^2 = a^2 + b^2$), troviamo che il valore di V_{IN} è uguale a 1,0, e quindi è concorde con le ipotesi di partenza, e che l'angolo di

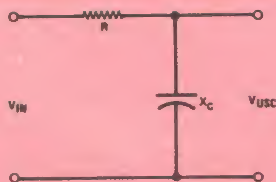


Fig. 1 - Un filtro passa-basso RC.

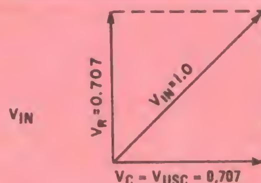


Fig. 2 - I vettori rappresentano tensioni.

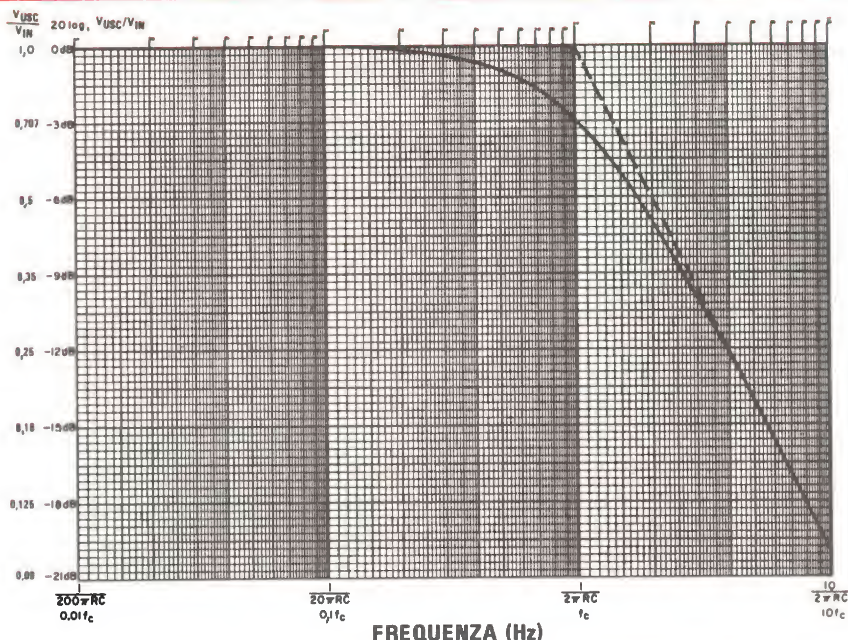


Fig. 3 - Curva universale che rappresenta la risposta in frequenza di un filtro passa-basso RC.

fase, cioè l'angolo che sussiste fra il vettore V_{IN} ed il vettore V_C, è pari a 45°.

La relazione che intercorre fra la frequenza di taglio f_C ed i valori di R e di C può essere rappresentata dalla semplice equazione $f_C = 1/(2\pi RC)$, dove RC rappresenta la costante di tempo ed è espressa in secondi. Questa frequenza occupa una posizione importante sulla curva di risposta di un filtro passa-basso RC, disegnata nella *fig. 3.* In questo grafico, l'asse verticale rappresenta la frazione della tensione di ingresso disponibile ai morsetti di uscita del circuito il cui schema elettrico è disegnato nella *fig. 1.* Sull'asse verticale è anche riportato il valore espresso in decibel di V_{IN} rispetto a V_{USC}.

Sull'asse orizzontale sono rappresentate le frequenze del segnale su una scala logaritmica, in modo che il tratto discendente della curva che rappresenta la risposta in frequenza raggiunge rapidamente un andamento rettilineo caratterizzato da una pendenza di valore costante. Nel caso di un semplice filtro passa-basso, come quello illustrato nella *fig. 1*, la pendenza è pari a −6 dB per ottava (da una certa frequenza di valore f_1 ad un'altra di valore $2f_1$), e pari a −20 dB per decade (da f_1 a $10\,f_1$).

La curva che rappresenta questa risposta in frequenza può essere approssimata mediante due linee rette, come è illustrato nel grafico per mezzo dei due segmenti disegnati con tratto spezzato. Possiamo pertanto esprimere in termini generali l'andamento della risposta in frequenza dicendo che non vi è attenuazione del segnale di ingresso dalla corrente continua fino alla frequenza f_C; a questo punto vi è una "rottura" od un punto di "inflessione" della risposta in frequenza, e quindi vi è un'attenuazione che cresce di 6 dB per ottava.

Filtro passa-basso antifruscio - Vediamo ora un'applicazione pratica di un filtro passa-basso RC. Molti appassionati di musica possiedono brani interessanti incisi su vecchi dischi a 78 giri, e si sono abituati al forte rumore, composto da segnali con frequenza elevata, che si ode durante l'ascolto, prodotto dal progressivo deterioramento della superficie del disco. In questi casi inserendo un filtro passa-basso fra il preamplificatore e l'amplificatore di potenza, e scegliendo opportunamente il valore della frequenza di taglio, è possibile eliminare la maggior parte del rumore senza sacrificare eccessivamente il contenuto musicale.

Un valore abbastanza buono per la frequenza di taglio è costituito da 8 kHz, che corrisponde ad una costante di tempo RC del valore di 20 µs. Qualunque combinazione di resistenza e capacità con valori ragionevoli che dia luogo a tale risultato può essere considerata soddisfacente. Per esempio, si può scegliere una resistenza R pari a 20 kΩ ed una capacità C pari a 0,01 µF, per ottenere la risposta in frequenza desiderata. Con l'aiuto della curva universale disegnata nella *fig. 3*, ponendo $1/(2\pi RC)$ pari a 8 kHz, ci si può rendere conto di come vengano eliminati i segnali ad alta frequenza.

Filtro passa-alto antirombo - Fino a questo momento abbiamo considerato solamente filtri passa-basso che lasciano transitare indisturbati tutti i segnali con frequenza inferiore a f_C e che attenuano in modo crescente, a mano a mano che la frequenza aumenta, tutti i segnali con frequenza superiore a f_C. E' però possibile realizzare un filtro passa-alto che si comporta in modo esattamente opposto a questo, scambiando fra loro R e C, come è illustrato nella *fig. 4.* La curva della risposta in frequenza presentata da questo circuito è un'immagine speculare di quella disegnata nella *fig. 3*. Conseguentemente, tutti i segnali con frequenza piú alta della frequenza di taglio, che è ancora determinata mediante la formula $f_C = 1/(2\pi RC)$, passano indisturbati; al di sotto di questa frequenza, la risposta del circuito scende con una pendenza di −6 dB per ottava.

Vediamo ora un esempio di applicazione pratica. Supponiamo di essere in possesso di un sistema stereofonico affetto da controreazione acustica che si manifesta sotto forma di un rombo. Inserendo un filtro passa-alto con una frequenza di taglio f_C opportu-

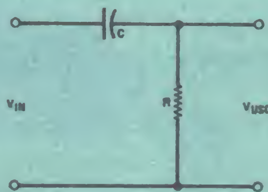


Fig. 4 - Un semplice filtro passa-alto RC.

na fra il preamplificatore e l'amplificatore di potenza, è possibile eliminare questi segnali a bassa frequenza impedendo loro di raggiungere l'altoparlante. La frequenza di taglio dovrebbe essere scelta in modo tale da non provocare perdite nel segnale alle frequenze piú basse, pur attenuando in modo efficace il rombo. Una scelta valida è rappresentata dal valore di 16 Hz, che corrisponde ad una costante di tempo RC del valore di 10.000 μs. Scegliendo R pari a 20 kΩ e C pari a 0,5 μF, si dovrebbe poter conseguire l'effetto desiderato.

Volendo salire ad una frequenza di taglio f_C di valore superiore, per esempio piú alta di un'ottava, quindi pari a 32 Hz, dovremmo modificare solamente il valore del prodotto RC in modo da dimezzarlo. Ciò può essere realizzato scegliendo un resistore da 10 kΩ ed un condensatore da 0,5 μF, oppure un resistore da 20 kΩ ed un condensatore da 0,25 μF, o qualunque altra combinazione RC che dia luogo a valori ragionevoli.

Temporizzatori ed oscillatori - Nell'articolo pubblicato sul numero di marzo abbiamo preso in esame due oscillatori RC: uno di essi era un oscillatore a rilassamento con lampada al neon, e l'altro utilizzava un amplificatore operazionale 741 come generatore di onde quadre. La costante di tempo RC compare nella formula generale che determina il valore della frequenza di oscillazione di questi tipi di oscillatori a rilassamento: $f_O = k/2\pi RC$. Il valore della costante *k* dipende da qualunque percorso resistivo che si trovi in parallelo, ed anche dal tipo di alimentatore utilizzato.

Un'applicazione molto comune della cella RC si trova come elemento di controllo nei circuiti temporizzatori e negli oscillatori che utilizzano il circuito integrato 555. Questo circuito integrato è un dispositivo molto versatile e può essere usato sia come monostabile sia come multivibratore astabile. Nel primo caso esso genera un solo impulso, la cui durata dipende dal valore della costante di tempo RC. Nel secondo caso due resistori ed un condensatore determinano sia la durata dell'intervallo in cui il segnale di uscita assume il valore alto, sia la durata dell'intervallo in cui il segnale assume il valore basso, sia la frequenza di ripetizione (frequenza), sia, infine, il ciclo di lavoro della forma d'onda del segnale di uscita. I circuiti sono in grado di funzionare con qualunque valore della

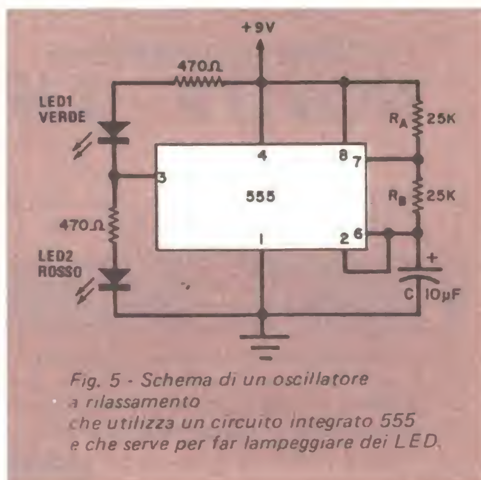


Fig. 5 - Schema di un oscillatore a rilassamento che utilizza un circuito integrato 555 e che serve per far lampeggiare dei LED.

tensione di alimentazione compreso fra 5 V e 15 V, e la durata degli impulsi oppure la frequenza sono indipendenti da questo valore.

Il multivibratore astabile il cui schema elettrico è disegnato nella *fig. 5* genera una onda quadra il cui periodo T è uguale a 0,693 $(R_A + 2\ R_B)C$. Il valore della frequenza di uscita è dato dal reciproco del periodo (f = 1/T) ed il ciclo di lavoro, che rappresenta il rapporto fra la durata dell'intervallo in cui il segnale assume il valore alto e la durata dell'intero periodo, può essere calcolato dall'espressione $D = R_B/(R_A + 2\ R_B)$. Con i valori forniti nella *fig. 5*, il valore di T è pari a 0,525 s, quello di *f* è pari a 1,9 Hz ed il ciclo di lavoro è del 33-1/3%. Ciò può essere verificato osservando il lampeggio del LED. Quando il segnale di uscita assume il valore basso, il circuito integrato assorbe la corrente che scorre attraverso LED1, un diodo fotoemittente di colore verde. Quando il segnale di uscita assume il valore alto, non vi è caduta di tensione ai capi di LED1, che pertanto è spento; ma il circuito integrato eroga corrente al diodo fotoemittente di colore rosso LED2. Le tolleranze dei componenti possono avere una certa influenza sul valore nominale della frequenza. Però, usando un condensatore al tantalio al posto di C, la frequenza dovrebbe risultare molto prossima a 2 Hz. Naturalmente è possibile rallentare il ritmo al quale avviene il lampeggiamento dei diodi fotoemittenti aumentando i valori delle resistenze oppure quelli della capacità. ★

LE NOSTRE RUBRICHE

NOVITÀ LIBRARIE

IMPIANTI D'ANTENNE di G. Boggel - ing. Grad - pagg. IX-179
L. 15.000 - Edizioni CELI, Bologna.

In questo volume della Biblioteca Tecnica Philips, la cui traduzione italiana è curata da A. Piperno, è trattata la tecnica degli impianti singoli e centralizzati e dei grandi impianti di quartiere per ricezione radio, TV e CATV.
La sua lettura può dunque risultare utile sia al tecnico specializzato, già in confidenza con la pratica e la teoria delle antenne riceventi, sia a coloro che per appalti o per la elaborazione di offerte hanno a che fare con studi tecnici, uffici di consulenza od imprese di installazione, permettendo di venire a conoscenza del livello attuale della tecnica, delle possibilità e delle prescrizioni tecniche in vigore nel campo degli impianti d'antenna.

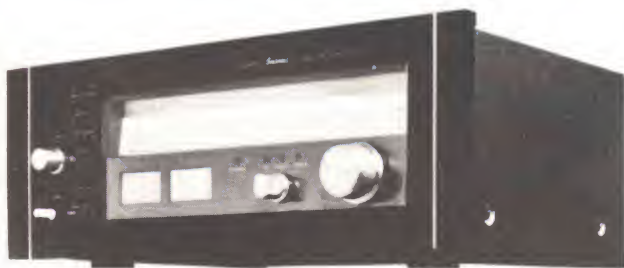
QUADRIFONIA - di W. Jak - trad. di A. Piperno - pagg. VIII-178
L. 16.000 - Ed. CELI, Bologna.

Questo libro riporta alcuni montaggi degli schemi circuitali piú importanti di un impianto musicale Hi-Fi e proposte per un impianto quadrifonico a tre od a quattro canali. Poiché nel campo della quadrifonia o della stereofonia a quattro canali i problemi sono riferiti esclusivamente alla sorgente del segnale, cioè alla registrazione sul disco o sul nastro, od anche alla trasmissione via radio del segnale, e la nuova tecnica comporta pressoché un raddoppio dell'apparecchiatura attuale, viene data l'indicazione per costruire non un impianto quadrifonico integrale, ma, caso per caso, un solo canale. Negli ultimi capitoli sono invece evidenziati e proposti alcuni circuiti per trarre, da una stereofonia a due canali, una stupefacente pseudo/quadrifonia.
Titolo originale dell'opera "Quadro- en stereo-versterkerschakelingen" Kluwer Technische Boeken B.V. - Deventer (Olanda) ©1976.

CIRCUITI DISPOSITIVI SISTEMI Fondamenti di elettrotecnica ed elettronica di Ralph J. Smith - pagg. VIII-704 - L. 21.800 - Zanichelli Editore, Bologna.

Questo volume (traduzione di Giorgio Dragoni, revisione di Sergio Beghelli) è stato scritto in funzione di una visione unitaria della scienza delle applicazioni elettriche: l'autore si è proposto di fornire una comprensione di base dei principi fondamentali, di familiarizzare il lettore con il metodo di lavoro e con il linguaggio degli ingegneri elettrici e di introdurre e trattare in dettaglio le tecniche piú moderne di analisi e progettazione.
Volutamente si dà un risalto maggiore ai principi fondamentali rispetto alle applicazioni pratiche; tuttavia gli argomenti trattati sono quelli piú comuni nella moderna ingegneria elettrica. Ad esempio, il capitolo sull'elettronica accenna solo brevemente ai tubi a vuoto e pone l'accento sui dispositivi a semiconduttore ed include, data la loro crescente importanza, i transistori ad effetto di campo ed i circuiti integrati; il sempre maggior uso di circuiti digitali nei calcolatori, nella strumentazione e nei sistemi di controllo si riflette in un capitolo dedicato all'algebra di Boole e all'uso dei semiconduttori come unità logiche e di memoria. Il testo non trascura i dispositivi elettromeccanici "classici" (relé, trasduttori, altoparlanti, ecc.); le macchine rotanti sono trattate in modo approfondito nel regime stazionario, mentre il loro comportamento dinamico è piú brevemente illustrato in relazione ai sistemi di controllo. Il volume è articolato in ventidue capitoli parzialmente indipendenti fra loro: un diagramma illustra le possibili piste di lettura. Ogni capitolo comprende esempi di problemi risolti, indicazioni bibliografiche, un sommario e numerosi esercizi e problemi riassuntivi; le molte illustrazioni forniscono un costante riferimento visivo a una trattazione assai piana, quasi colloquiale, ma estremamente rigorosa.

LABORATORIO TEST



SINTONIZZATORE PER MA E MF STEREO SANSUI TU-9900

Un apparecchio di qualità superiore ad un prezzo moderato

L'apparecchio Mod. TU-9900 è il miglior sintonizzatore prodotto dalla Sansui, ed è ideale per l'accoppiamento con amplificatori e casse acustiche della migliore qualità. Di aspetto imponente, il mobile di questo sintonizzatore è rifinito in nero, ed è stato progettato in modo da accordarsi esteticamente con altri apparecchi per alta fedeltà messi recentemente in commercio dalla Sansui. Le sue misure sono di 46 x 31 x 16 cm, ed il suo peso è inferiore a 10 kg.

Descrizione generale - La metà superiore dell'ampio pannello frontale è occupata da una larga finestra, dietro la quale si trovano le scale di sintonia per la MF. Sotto tale finestra sono sistemate: la manopola di sintonia, piuttosto grossa; il selettore del modo di funzionamento, con tre posizioni (AM, FM AUTO, FM MONO), ciascuna delle quali ha una propria luce spia colorata, ed un indicatore luminoso, rosso, che segnala il passaggio al funzionamento stereofonico. Due strumenti di misura illuminati indicano l'ampiezza relativa del segnale ricevuto e la corretta sintonia in MF.

Alla sinistra della finestra si trovano sette commutatori a pulsante; quello piú alto, contrassegnato con la scritta ANTENNA ATTENUATOR, introduce un'attenuazione no-

minale di 20 dB sul segnale ricevuto e serve per evitare che il ricevitore venga saturato da segnali locali molto intensi. Successivamente si trovano: il commutatore della larghezza di banda (BAND WIDTH); un commutatore che miscela i due canali stereo alle alte frequenze, riducendo il rumore nei segnali deboli (NOISE CANCELLER); l'interruttore che inserisce il silenziamento automatico nel passaggio tra le stazioni (MUTING); l'interruttore per l'invio di un segnale di taratura (CALIBRATION LEVEL); il pulsante che inserisce il filtro passa-basso (LOW PASS FILTER) e il commutatore (METER SELECTOR) che predispone lo strumento per la misura dell'intensità del segnale ricevuto, per indicare la distorsione dovuta a cammini multipli. Alla sinistra dei commutatori vi sono il comando di volume (VOLUME) e l'interruttore di alimentazione (POWER) a levetta.

Questo sintonizzatore permette la scelta di due diverse larghezze di banda per i circuiti di frequenza intermedia. La banda larga (WIDE) è quella da usare in condizioni normali, mentre la banda stretta (NARROW) deve essere impiegata in quei casi che richiedono la massima selettività. Quando si usa la banda stretta, risultano leggermente peggiorati il rapporto di cattura, la distorsione e la separazione tra i due canali stereo (ma i loro valori rientrano sempre ancora nel campo tipico dell'alta fedeltà); se invece si seleziona la banda larga, le prestazioni del sintonizzatore arrivano ai livelli dei migliori apparecchi in ascolto, ma la selettività risulta leggermente peggiorata.

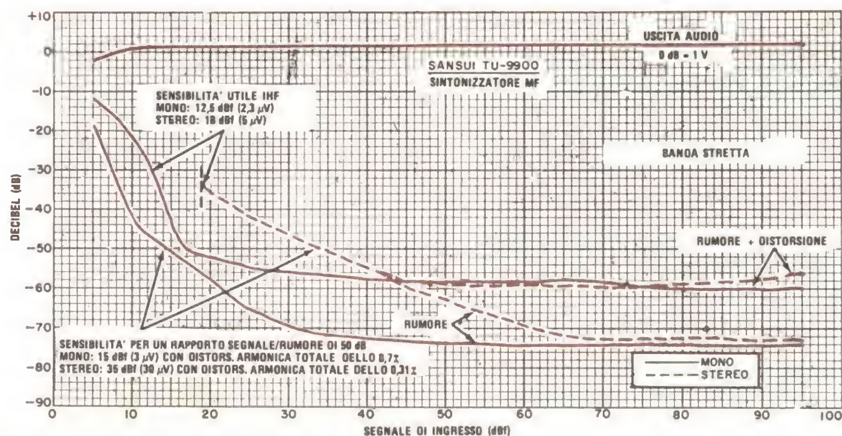
Il pulsante contrassegnato con la scritta CALIBRATION LEVEL fa comparire all'uscita dell'apparecchio, in luogo del normale segnale audio, un tono il cui livello è 10 dB al di sotto del livello che si avrebbe in ricezione con una modulazione del 100%; questo tono è utile per regolare i comandi di livello di un registratore a nastro, in modo che i picchi del segnale musicale non superino il corretto livello di registrazione. Il filtro passa-basso può essere inserito per eliminare completamente dal segnale stereofonico residui di segnali a 19 kHz ed a 38 kHz, con minimo effetto sulla curva di risposta all'interno della banda audio (questi segnali a frequenza ultrasonica possono dar luogo in qualche registratore a battimenti con il segnale di premagnetizzazione, oppure possono influenzare il funzionamento dei dispositivi Dolby per la riduzione del rumore). Se il filtro passa-basso non è inserito, all'uscita audio vi è un non indifferente residuo di segnale a 19 kHz (non però cosí forte da influenzare il normale ascolto), ma la risposta in frequenza è perfettamente uniforme sino ed oltre 15 kHz.

Sul pannello posteriore si trovano i morsetti a cui collegare un'antenna da 300 Ω per la MF e un'antenna a filo per la MA, nonché un connettore coassiale per un'antenna da 75 Ω per MF, ed un'antenna in ferrite, orientabile, per la MA. Sempre sul pannello posteriore sono sistemate le varie prese di uscita, e cioè: le due normali uscite audio; due uscite, contrassegnate con la scritta DOLBY FM, il cui livello (di uscita) non è influenzato dal comando di volume e la cui caratteristica di deenfasi è di 25 μs (cioè quella richiesta dal decodificatore Dolby) invece che di 75 μs; un'uscita denominata FM DETECTOR, senza deenfasi e destinata ad essere usata con un futuro decodificatore per sistema a quattro canali distinti; infine due uscite, una per l'asse verticale e l'altra per l'asse orizzontale, che servono per collegare un oscilloscopio come rivelatore di cammini multipli.

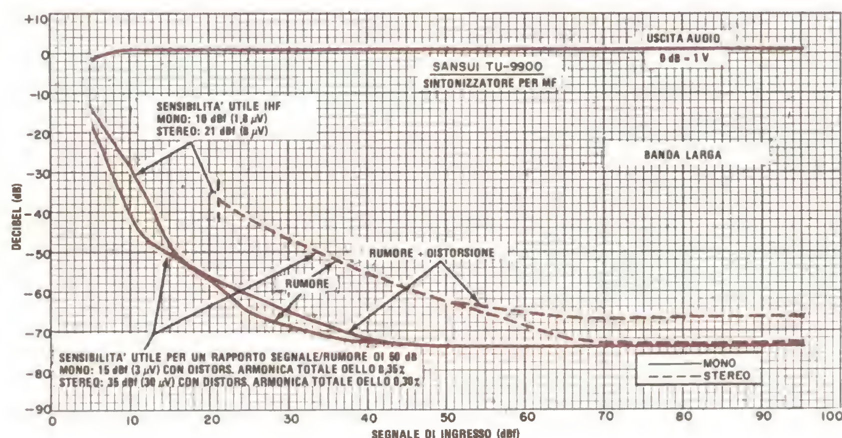
Sul retro dell'apparecchio si trova anche un'unica presa di rete, collegata a monte dell'interruttore di alimentazione.

Prove di laboratorio - La posizione del selettore di larghezza di banda ha una profonda influenza su molte caratteristiche del sintonizzatore; è stato perciò necessario misurare due volte tutti i parametri che caratterizzano il funzionamento dell'apparecchio: una con banda larga e l'altra con banda stretta.

Con il commutatore predisposto su banda larga, la sensibilità misurata secondo le norme IHF è risultata di 10 dBf (1,8 μV) nel funzionamento monofonico e di 21 dBf (6 μV) in stereofonia; quest'ultimo valore è determinato dalla soglia del sistema di passaggio automatico in stereofonia. La sensibilità per un rapporto segnale/rumore di 50 dB è risultata invece di 15 dBf (3 μV), con una distorsione armonica totale dello 0,35%, nel funzionamento monofonico, e di 35 dBf (30 μV) con distorsione armonica totale dello 0,3% in stereofonia. Il rapporto segnale/rumore, misurato con ingresso di 65 dBf (1.000 μV), è risultato di 74 dB in mono e di 71,5 dB in stereofonia, mentre per la distorsione si sono trovati rispettivamente valori di 0,021% e di 0,052%, incredibilmente bassi. La distorsione in stereofonia, misurata usando la modulazione S-D (canale sinistro



Sensibilità, rumore e distorsione con banda stretta.



Sensibilità, rumore e distorsione con banda larga.

meno canale destro), è apparsa dello 0,32% a 100 Hz, dello 0,032% a 1 kHz, e dello 0,075% a 6 kHz.

Il rapporto di cattura, misurato con un segnale di ingresso di 65 dBf, è apparso leggermente minore di 1 dB, tanto basso cioè che la misura è risultata problematica. La reiezione della MA è risultata di 71 dB, cioè eccellente, e la reiezione del segnale immagine addirittura impossibile da misurare, essendo al di sotto dei 100 dB. La selettività è risultata di 53,5 dB per una spaziatura tra i canali di 400 kHz (canali alternati) e di 5,7 dB per una spaziatura di 200 kHz (canali adiacenti). La soglia del sistema di silenziamento automatico è risultata di 22 dBf (7 μV); una soglia approssimativamente uguale è stata misurata anche per il passaggio automatico in stereofonia. Il livello di ronzio è apparso di −70 dB.

Con il filtro passa-basso escluso, la risposta in frequenza è risultata compresa entro limiti di +0,2 dB e −0,6 dB nella banda da 30 Hz a 15 kHz. Inserendo il filtro, la risposta è scesa di 0,4 dB a 12 kHz e di 2,5 dB a 15 kHz; questi valori sono quelli tipici di molti sintonizzatori in cui il filtro è costantemente inserito.

La misura della separazione tra i canali

stereo ha dato, come la misura di distorsione, risultati quasi incredibili; si è infatti trovato un valore maggiore di 60 dB nel campo da 60 Hz a 600 Hz, che è sceso poi a 45 dB sui 5 kHz, a 40 dB sui 10 kHz ed a 34 dB sui 15 kHz. Il residuo della pilota a 19 kHz, misurata all'uscita audio, è apparso relativamente alto: −36 dB; ma inserendo il filtro, questo valore è sceso a −85 dB, cioè vicino al minimo livello misurabile.

Ponendo successivamente il commutatore di larghezza di banda sulla posizione corrispondente alla banda stretta, si è constatato che il rapporto segnale/rumore, la sensibilità IHF in stereofonia, la soglia di silenziamento, il residuo di sottoportante stereo, il ronzio e la risposta in frequenza avevano lo stesso valore misurato in banda larga. La sensibilità IHF nel funzionamento monofonico è invece apparsa leggermente inferiore; si è infatti misurato 12,5 dBf (2,3 μV). La sensibilità per un rapporto segnale/rumore di 50 dB è risultata pari a quella misurata con banda larga, ma la distorsione associata era leggermente piú alta, cioè dello 0,7%.

La distorsione armonica totale è risultata dello 0,13% nel funzionamento monofonico e dello 0,11% in stereofonia; questi valori possono ancora essere ritenuti eccellenti per un sintonizzatore, anche se sono considerevolmente piú alti di quelli misurati con banda larga. La distorsione in stereofonia, misurata con un segnale S-D, è apparsa anche leggermente aumentata: cioè dello 0,36% a 100 Hz; dello 0,044% a 1 kHz e dello 0,63% a 6 kHz.

Il rapporto di cattura è apparso notevolmente peggiorato dall'adozione della banda stretta; si è infatti misurato 2,7 dB. La ragione principale per cui il sintonizzatore è previsto per essere predisposto su banda stretta è però l'aumento di selettività, e questo aumento è stato pienamente confermato dalle misure eseguite. La selettività per canali alternati è risultata addirittura impossibile da misurare (maggiore di 100 dB) e la selettività per canali adiacenti è risultata di 17 dB. La separazione tra i canali stereofonici è apparsa nel complesso diminuita, ma non certo in modo tale da pregiudicare un buon ascolto: si è misurato un valore quasi costante, pari a 27 dB da 30 Hz a 3 kHz, ed almeno pari a 26 dB al di sopra dei 3 kHz.

All'uscita Dolby FM si è misurato un segnale con livello costante di 0,42 V per una modulazione del 100% ed una caratteristica di deenfasi di 25 μs. Premendo il pulsante CALIBRATION LEVEL, il segnale audio in uscita dal sintonizzatore viene sostituito da un tono di taratura, il cui livello è risultato esattamente 10 dB al di sotto di quello che si ha con il 100% di modulazione. Si è constatato che il commutatore ANTENNA ATTENUATOR abbassa la sensibilità dell'apparecchio di 22,7 dB.

Il sistema di silenziamento automatico è apparso efficiente ed esente da rumori spuri negli istanti di attacco e di stacco. La taratura della scala di sintonia, con graduazioni a intervalli di 0,25 MHz, è risultata assai precisa, ed in pratica priva di errori rilevabili. Il meccanismo di sintonia di questo apparecchio ha un funzionamento estremamente dolce ed è dotato di un volano che permette di percorrere anche l'intiera banda MF dando un solo slancio alla manopola.

L'unica prova di laboratorio fatta sul sintonizzatore per MA è stata quella della risposta in frequenza; essa è risultata alquanto piú stretta di quella della maggior parte dei sintonizzatori per MA: i punti di taglio a -6 dB sono infatti stati misurati sui 60 Hz e sui 2.200 Hz.

Impressioni d'uso - Il sintonizzatore Mod. TU-9900 della Sansui è chiaramente di qualità superiore; sfortunatamente poche stazioni MF trasmettono programmi con una fedeltà sufficiente per fare in modo che il suono ottenuto con questo apparecchio sia effettivamente migliore di quello fornito da molti altri buoni sintonizzatori (quasi tutti i sintonizzatori di buona qualità danno infatti un suono praticamente uguale durante la ricezione della maggior parte delle stazioni). D'altra parte chi userà questo apparecchio potrà tranquillamente essere sicuro che ogni suono strano udito attraverso esso ha avuto origine nella stazione trasmittente, o in qualche altro componente della catena ad alta fedeltà che segue il sintonizzatore.

Il segnale di taratura è veramente comodo per tutte le persone che amano registrare programmi radio; esso verrà normalmente utilizzato per portare gli strumenti di misura del registratore su −10 dB; ciò garantirà alcuni decibel di margine, per evitare che un eventuale picco di sovramodulazione faccia saturare il nastro, causando distorsione. Se il registratore che si possiede ha però un margine, ad esempio, di 5 dB al di sopra del livello contrassegnato con 0 dB sugli strumenti

di misura, i comandi di livello potranno essere regolati in modo che il segnale di taratura faccia indicare −5 dB sugli strumenti.

In ogni caso non si sarà piú completamente in balia del livello trasmesso dalla stazione radio al momento della regolazione preventiva di livello che precede la registrazione. L'unico accessorio di questo sintonizzatore che non ha mostrato un funzionamento ineccepibile è lo strumento indicatore dei cammini multipli; confrontando le sue indicazioni con quelle ottenute su un oscilloscopio, si è constatato che lo strumento di misura è di scarsa utilità nel rivelare distorsioni (dovute a cammini multipli) relativamente basse: solo livelli di distorsione molto alti provocano infatti lo spostamento dell'indice.

In conclusione, questo sintonizzatore è eccellente sotto quasi ogni punto di vista ed è capace di restituire tutta la fedeltà propria del segnale radiodiffuso. Non è dotato di particolarità speciali, che invece si trovano su altri apparecchi molto costosi, quali l'indicatore numerico di frequenza, lo schermo oscilloscopico, il sistema di silenziamento a soglia variabile, ma tenuto conto delle sue prestazioni e di alcune sue interessanti particolarità, esso è senz'altro degno di attenzione da parte di chiunque sia interessato all'ascolto delle trasmissioni radiofoniche in alta fedeltà. ★



AMPLIFICATORE STEREOFONICO KENWOOD 600

Compatto, con alimentatore doppio e preamplificatore assai versatile

Le notevoli prestazioni offerte dall'amplificatore stereofonico Mod. 600 della Kenwood sono già intuibili considerando il valore della sua potenza nominale, che è di 130 W per canale su carichi di 8 Ω, da 20 Hz a 20 kHz e con distorsione minore dello 0,08%. Tenuto conto della potenza, l'apparecchio è sorprendentemente compatto (le sue misure sono infatti 44 x 39 x 15 cm); ma il peso di 21,5 kg testimonia che questo amplificatore, versatile e di aspetto gradevole, è costruito senza economie.

Oltre a fornire un livello d'uscita tale da poter rientrare nella classe degli amplificatori di grande potenza, l'apparecchio è anche equipaggiato con una serie veramente completa di comandi, che essendo di buone dimensioni, sono assai facili da azionare, compresi gli ampi interruttori a levetta ed a pulsante. Tutte le connessioni di ingresso e di uscita, ad eccezione della presa per cuffia, sono sistemate sul pannello posteriore dell'amplificatore.

Descrizione generale - Il pannello frontale dell'apparecchio, in metallo satinato e dall'aspetto leggermente dorato, è dominato al centro dall'ampia manopola di volume, sulla quale è montato concentricamente un anello che comanda il bilanciamento. La regolazione di volume è realizzata mediante un attenuatore variabile a passi, che sposta il livello

a scatti di 1 dB (una variazione quasi impercettibile) sino a −33 dB, e poi a scatti via via piú ampi sino a −64 dB, arrivando infine a silenziare del tutto l'amplificatore. Il comando di bilanciamento ha una posizione di arresto preferenziale al centro. Una piccola lampada spia, di colore giallo e posta al di sopra del comando di volume, si illumina quando l'interruttore di alimentazione è chiuso.

Tre manopole sistemate nella parte superiore sinistra del pannello frontale comandano rispettivamente la connessione degli altoparlanti (sono possibili il collegamento individuale di tre diverse coppie di altoparlanti, il collegamento dell'insieme di due coppie e l'esclusione totale degli altoparlanti), i toni alti ed i toni bassi. I comandi di tono sono realizzati con potenziometri, e quindi permettono una regolazione di tipo continuo, ma hanno posizioni di arresto preferenziali ad intervalli di 2 dB, su un campo di ± 10 dB. I comandi sono separati per i due canali, ma possono venire bloccati insieme; è cosí possibile effettuare a proprio piacimento la regolazione contemporanea dei due canali o agire su uno solo di essi.

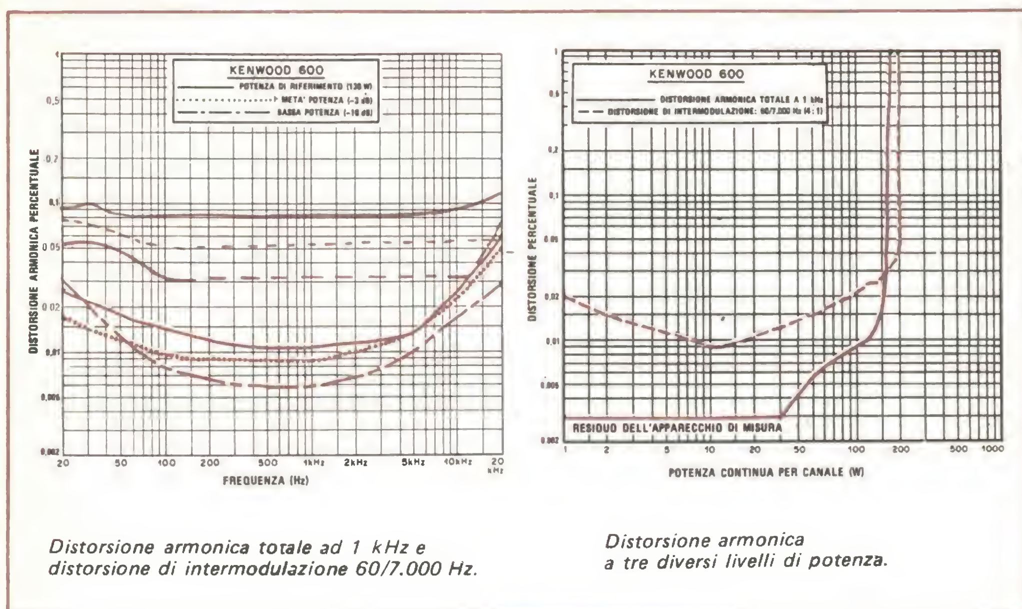
Al di sotto dei comandi di tono si trovano i commutatori per la scelta dei punti di inflessione delle caratteristiche di regolazione di tono. Se sistemati in posizione centrale essi escludono la regolazione, mentre nelle posizioni laterali selezionano rispettivamente le seguenti frequenze di inflessioni: 150 Hz e 400 Hz per i bassi, 3 kHz e 6 kHz per gli alti. Un terzo commutatore a leva, posto accanto a questi due e contrassegnato dalla scritta PRESENCE, fa comparire, quando è spostato dalla sua posizione centrale, una esaltazione delle frequenze intermedie, centrata su 800 Hz o su 3 kHz, a seconda che la leva del commutatore sia spostata verso l'alto o verso il basso. Due commutatori a pulsante servono per inserire i filtri passa-alto (LOW) e passa-basso (HIGH); quando sono inseriti essi producono una attenuazione di 12 dB per ottava, con frequenze di taglio rispettivamente di 40 Hz e di 8 kHz.

Sulla parte superiore destra del pannello sono posti i comandi per la scelta della sorgente di segnale, comprendenti un selettore a manopola ed un commutatore a leva; questo ultimo, nelle due posizioni laterali, seleziona i due ingressi ad alto livello TUNER (ingresso per sintonizzatore) e AUX 1, mentre nella posizione centrale trasferisce il compito di selezionare al comando a manopola, che è contrassegnato con la scritta INPUT SELECTOR e ha tre posizioni: PHONO 1, PHONO 2 e AUX 2. Un ulteriore commutatore a levetta (ATTENUATOR) permette di introdurre una riduzione del guadagno di 15 dB o di 30 dB; tale azione è utile per adattare l'apparecchio al livello di ingresso usato ed all'efficienza del sistema di altoparlanti, in modo tale che il comando di volume lavori sempre nella sua posizione centrale, dove la regolazione è piú graduale e dove, quando sia inserita, la compensazione fisiologica del volume è piú efficiente.

Un commutatore contrassegnato con la scritta TAPE DUBBING serve a collegare tra loro i due registratori magnetici che possono essere collegati all'apparecchio; in questo modo un programma può essere trasferito dall'uno all'altro. Un altro commutatore (MONITOR) collega l'ingresso dell'amplificatore all'uscita dell'uno o dell'altro registratore o alla sorgente di segnale selezionata; con questo apparecchio è possibile duplicare un nastro mentre si ascolta un altro programma.

Nella zona in basso a destra del pannello sono sistemate tre piccole manopole. La prima è contrassegnata con la scritta LOUDNESS e comanda la compensazione fisiologica del comando di volume (la manopola ha cinque posizioni, una che esclude la compensazione e quattro che danno una esaltazione via via piú forte delle basse frequenze, e vanno usate per posizioni decrescenti del comando di volume). La seconda manopola (MODE) seleziona il modo di funzionamento ed ha le seguenti posizioni: L (canale sinistro), R (canale destro), STEREO, REV (stereo invertito) e L + R (canali destro e sinistro sommati). La terza manopola, contrassegnata con la scritta PHONO 2 GAIN, serve per ridurre il guadagno del secondo ingresso per giradischi, che può cosí essere portato sino a 6 dB al di sotto di quello del primo ingresso; essa è utile per compensare le differenze di livello esistenti tra due diverse testine fonorivelatrici usate. Vicino a queste tre manopole è posto un commutatore che permette di scegliere tre diverse impedenze per il primo ingresso da giradischi: 30 kΩ, 50 kΩ e 100 kΩ. L'impedenza del secondo ingresso per giradischi è invece fissa ed è pari a 50 kΩ.

Sul pannello posteriore dell'apparecchio, oltre a tutte le prese di ingresso e di uscita per i diversi segnali, si trovano anche prese jack corrispondenti alle uscite dei preamplificatori ed agli ingressi degli amplificatori di



Distorsione armonica totale ad 1 kHz e distorsione di intermodulazione 60/7.000 Hz.

Distorsione armonica a tre diversi livelli di potenza.

potenza. Queste ultime prese sono normalmente connesse tra loro attraverso un interruttore posto accanto ad esse. Entrambe le prese jack per registrare hanno in parallelo connettori in conformità alle norme DIN.

Sul pannello posteriore si trovano infine morsetti isolati che servono per collegare gli altoparlanti all'amplificatore, oltre a tre prese di corrente, una delle quali è collegata a valle dell'interruttore di alimentazione.

L'amplificatore ha alimentatori completamente separati per i due canali, e i due amplificatori di potenza sono accoppiati in corrente continua dall'ingresso all'uscita verso gli altoparlanti. Un relé ad azione rapida ha il compito di introdurre, prima di collegare gli altoparlanti, un ritardo di 4 s dal momento dell'accensione dell'apparecchio e di proteggere gli altoparlanti in caso di guasti catastrofici nell'amplificatore. I transistori di uscita hanno anche un sistema elettronico di protezione contro i danni dovuti a sovraccarico.

La Kenwood sostiene che l'uso combinato di amplificatori con accoppiamento in continua e di un doppio sistema di alimentazione garantisce nel Mod. 600 un livello eccezionalmente basso della distorsione dovuta alla dinamica. Secondo la casa costruttrice, infatti, un segnale transitorio con frequenza molto bassa presente su un canale può causare un momentaneo abbassamento della tensione di alimentazione; se l'amplificatore non ha alimentatori separati per i due canali, questo abbassamento provoca una distorsione di intermodulazione nell'altro canale.

Altre interessanti caratteristiche circuitali di questo amplificatore sono offerte dal preamplificatore completamente a FET (transistori ad effetto di campo) con componenti di precisione nelle reti di equalizzazione degli ingressi fono, dal comando di volume realizzato mediante due attenuatori che agiscono l'uno a monte e l'altro a valle del preamplificatore, cosí da ridurre il rumore al minimo ed infine dal grande impiego di circuiti stampati, per minimizzare i collegamenti da punto a punto e le possibili cause di interferenza tra i canali.

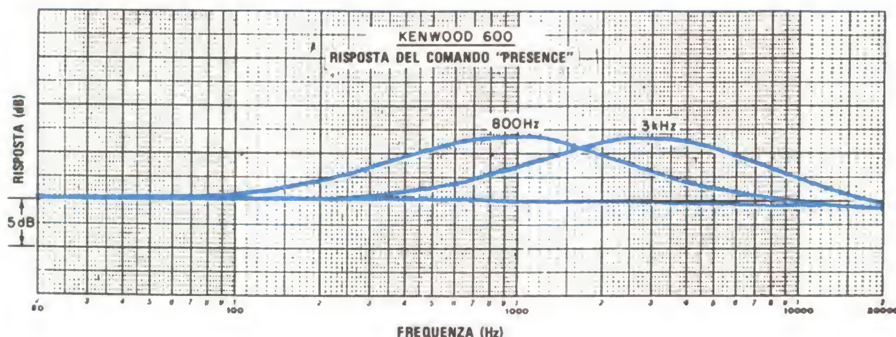
Prove di laboratorio - Dopo il periodo standard di preriscaldamento con funzionamento ad un terzo della potenza nominale, l'amplificatore si è dimostrato in grado di erogare, prima che le creste del segnale sinusoidale a 1.000 Hz cominciassero ad apparire tagliate, 153 W per canale su carichi di 8 Ω, cioè qualcosa in piú del valore dichiarato dal-

la casa costruttrice. La potenza massima erogata su carichi di 4 Ω e di 16 Ω è risultata invece rispettivamente di 216 W e 95 W per canale. A 1.000 Hz la distorsione armonica totale (THD) è risultata, per potenze da 0,1 W a 30 W, inferiore al limite di misura, che è dello 0,003%; alla potenza nominale di 130 W essa ha raggiunto lo 0,014%, ed è poi salita allo 0,023% per una potenza di 150 W, cioè appena prima che l'amplificatore iniziasse a tagliare le creste. La distorsione di intermodulazione è risultata invece compresa tra 0,01% e 0,02% per potenze d'uscita da 1 W a 90 W, ed ha raggiunto lo 0,058% a 180 W; essa ha mostrato anche un aumento alle potenze molto basse, salendo allo 0,18% per una potenza d'uscita di circa 13 mW.

La misura della distorsione sull'intero campo di frequenza utile dell'amplificatore, alla potenza nominale, ha dato valori minori dello 0,015% nel campo tra 100 Hz e 6 kHz; un valore dello 0,028% a 20 Hz e dello 0,06% a 20 kHz. Poiché si è constatato che la distorsione diminuisce per potenze di uscita minori, si può ritenere che su quasi tutto il campo di potenze e frequenze che interessano il normale ascolto la distorsione si mantenga tra lo 0,006% e lo 0,01%.

Per ottenere in uscita la potenza di riferimento di 10 W si è dimostrato necessario un segnale di 46 mV agli ingressi ad alto livello, e con il commutatore ATTENUATOR posto su 0 dB. Portando invece tale commutatore sulle posizioni 15 dB e 30 dB, la stessa potenza di uscita si ottiene rispettivamente con 0,25 V e 1,45 V. Il livello del rumore, riferito alla potenza di 10 W, è risultato compreso tra −75 dB e −76 dB, sempre dopo aver selezionato gli ingressi ad alto livello, e per qualunque posizione del commutatore di attenuazione.

La sensibilità degli ingressi fono è risultata di 0,72 mV, 4,2 mV o 23 mV, a seconda della posizione del commutatore di posizione. Questi valori devono essere raddoppiati se la misura è fatta al secondo ingresso fono e con la manopola PHONO 2 GAIN portata al minimo. Il livello di rumore misurato dipendeva dall'impedenza della sorgente di segnale e dalle posizioni del commutatore di attenuazione e del comando di volume, ed è perciò difficile da riassumere con un solo numero. La normale procedura seguita consiste nel collegare all'ingresso fono un resistore da 2,2 kΩ, regolare il comando di volume in modo da avere una potenza di uscita di 10 W con all'ingresso un segnale di 10 mV a 1.000 Hz e leggere il rumore a larga banda (cioè non pesato) all'uscita dell'amplificatore. Il livello di rumore misurato, riferito ad una potenza di 10 W, è risultato compreso, a seconda della posizione dei vari comandi, nel campo tra −66 dB e −70 dB. Cortocircuitando gli ingressi fono il rumore diminuiva sostanzialmente. Il valore di −76 dB dichiarato dalla Kenwood si riferisce al rumore pesato secondo la curva di pesatura normalizzata "A", e non è probabilmente in contra-



Effetti sulla curva di risposta prodotti dall'interruttore di presenza.

sto con le misure ottenute.

E' impressionante l'alto limite di sovraccarico degli ingressi fono: circa 230 mV, che per il secondo ingresso fono diventano ben 440 mV se il relativo comando di guadagno è portato al minimo.

I filtri passa-basso e passa-alto hanno mostrato una pendenza di 12 dB per ottava, con punti di taglio a −3 dB rispettivamente su 28 Hz e 5.500 Hz. Si è constatato che la compensazione fisiologica del volume esalta solo le basse frequenze, quando il comando di volume è portato verso le sue posizioni inferiori. Le quattro posizioni del commutatore che comanda questa funzione, unitamente alle possibili combinazioni di posizione degli altri comandi di guadagno presenti sull'amplificatore, danno luogo ad una quasi infinita varietà di curve di risposta.

L'equalizzazione degli ingressi fono è risultata conforme alla curva prescritta dalla RIAA con una precisione di ± 0,6 dB tra 50 Hz e 15 kHz, e di ± 1 dB tra i 20 Hz ed i 20 kHz. L'induttanza della testina fonorivelatrice usata influenza solo di poco la curva di equalizzazione: si è riscontrato che non si hanno variazioni superiori a 0,5 dB, a qualsiasi frequenza.

Il sistema di regolazione di tono si è dimostrato in grado di fornire una grandissima varietà di curve di risposta. Quando vengono selezionate le frequenze di inflessione di 150 Hz o 6 kHz, è possibile avere una variazione sino a ± 9 dB degli estremi della banda di frequenza con cambiamenti minori di 1 dB all'interno della banda compresa tra 250 Hz e 3 kHz.

Il commutatore PRESENCE introduce un grande aumento di guadagno, con valore massimo di 6,5 dB, centrato all'incirca sui 1.000 Hz o sui 3.000 Hz; la banda di frequenze interessata è larga circa quattro ottave.

Il tempo di salita, misurato su un'onda quadra, è risultato di circa 3 μs per tutto l'apparecchio e di circa 1,5 μs per il solo amplificatore di potenza. Non si è potuta misurare la velocità di salita, poiché i relé di protezione scattavano quando si provava ad effettuare la misura. Collegando un condensatore da 2 μF in parallelo al carico di 8 Ω e inviando nell'amplificatore un'onda quadra con frequenza di 1.000 Hz, si osservavano in corrispondenza dei fronti sovraoscillazioni con ampiezza di circa il 50% e frequenza intorno ai 50 kHz.

Non si è proceduto ad effettuare il sistema di misure suggerito dalla Kenwood per valutare la diafonia dinamica; si è però fatta una prova abbastanza significativa per verificare l'assenza di un simile disturbo: un canale è stato pilotato con un segnale a 1.000 Hz tale da fornire una potenza d'uscita di 1 W, mentre all'altro è stato inviato un segnale a 10 Hz tale da produrre un'uscita di 130 W. L'analisi spettrale del segnale a 1.000 Hz in uscita dal primo canale non ha rivelato traccia di righe laterali di modulazione distanti dal segnale di ± 10 Hz o di un multiplo di questa frequenza; la sensibilità di misura era di −90 dB (0,003%).

Impressioni d'uso - L'amplificatore Modello 600 è decisamente competitivo con gli altri apparecchi aventi potenze nominali simili ed un insieme di comandi quasi equivalente; in ogni caso si può affermare che rispetta con ampi margini tutte le caratteristiche specificate.

E' interessante notare che questo amplificatore, pur completo di un eccellente preamplificatore e di un sistema di comandi molto versatile, è considerevolmente piú piccolo di alcuni amplificatori di potenza (privi cioè di preamplificatore) con caratteristiche nominali pari o appena leggermente superiori. Evidentemente questo apparecchio è stato progettato senza economia ed appare in grado di sopportare praticamente ogni maltrattamento, senza però che la robustezza ne comprometta l'aspetto esteriore.

L'uso di questo amplificatore è molto piacevole grazie alla cura posta nella realizzazione dei dettagli e nella dolcezza di funzionamento dei comandi; l'ascolto è reso particolarmente gradevole anche dal fatto che esso è equipaggiato con filtri passa-basso e passa-alto, che eliminano il rumore indesiderato senza alterare l'equilibrio tonale del suono riprodotto e di un sistema per la compensazione fisiologica del volume che non intorbidisce per nulla il suono. In conclusione, questo amplificatore dovrebbe senz'altro esercitare una forte attrazione sugli appassionati di alta fedeltà che desiderano impiegare nel loro impianto sintonizzatore ed amplificatore separati. ★



Il microfono contiene l'indicazione a LED del canale ed i controlli di squelch, di volume e di canale

RICETRASMETTITORE CB SBE MOD. 32CB FORMULA D TOUCH/COM

Il ricetrasmettitore mobile MA CB SBE mod. 32CB formula D Touch/Com impiega gli ultimi ritrovati nel campo della sintesi numerica di frequenza per ottenere la copertura di tutti i ventitré canali. Ciò che distingue questo ricetrasmettitore dalla maggior parte degli altri disponibili sul mercato è che i controlli di squelch, volume e selettore di canale, nonché due cifre a LED indicatrici del canale, sono incorporati nel microfono. Ciò consente all'operatore di manovrare agevolmente i controlli piú usati e di tenere il ricetrasmettitore in un posto appartato.

L'apparecchio comprende un limitatore automatico commutabile del rumore (NL), un controllo di tono audio, uno strumento S/RF, un controllo di sintonia delta, un commutatore distante-locale, la possibilità di funzionamento come amplificatore di indirizzo al pubblico ed un indicatore di trasmettitore in funzione. Il funzionamento può essere ottenuto con qualsiasi alimentatore di tensione compresa tra 11,7 V e 15,9 V con positivo o negativo a massa ed in grado di fornire una corrente di 2,5 A. La parte alimentatrice ha una protezione contro l'inversione di polarità, una stabilizzazione di tensione e un filtro di linea.

Le dimensioni del ricetrasmettitore sono di 24 x 17 x 6,5 cm.

Particolari tecnici - La parte ricevente impiega una doppia conversione con FI da 10,695 MHz e 455 kHz. Nell'amplificatore RF viene usato un FET a doppia porta seguito dal primo e dal secondo mescolatore, da un filtro ceramico a 455 kHz, da due stadi FI con due transistori bipolari, da un rivelatore a diodo, dal controllo automatico di guadagno (agc), dal limitatore automatico del rumore (anl), da due stadi audio e da uno stadio di potenza d'uscita in classe B. Questo ultimo viene usato per il funzionamento di indirizzo al pubblico e per modulare il trasmettitore.

Il sistema di sintesi numerica di frequenza usa un circuito a blocco di fase con circuito integrato (PLL).

Il progetto della parte trasmittente è convenzionale; impiega un FET mescolatore a doppia porta e prepilota, un pilota ed amplificatori RF e di potenza. Una rete d'uscita a doppio pi greco fornisce l'adattamento a carichi di 50 Ω e l'attenuazione contro i responsi spuri incrementata da una trappola a 54 MHz contro le interferenze TV. Nel cir-

cuito è incorporato il controllo automatico di modulazione (amc). Il trasferimento dell'antenna viene effettuato elettronicamente con un commutatore a diodi.

Prestazioni complessive - Le misure effettuate hanno indicato per il ricevitore una sensibilità compresa tra 0,3 µV e 0,5 µV in rapporto con la posizione del controllo di tono, per un rapporto (segnale + rumore)/rumore di 10 dB, con una modulazione del 30% a 1.000 Hz. La reiezione del segnale immagine e FI era di 80 dB, mentre i responsi dei segnali spuri indesiderati raggiungevano un minimo di 60 dB, eccettuati i segnali intorno ai 26 MHz, dove il valore era di 50 dB. La reiezione dei canali adiacenti è stata misurata in 50 dB.

Il controllo "agc" manteneva il livello di uscita audio entro 7,5 dB con una variazione d'entrata RF di 80 dB da 1 µV a 10.000 µV; da 1 µV a 10 µV, l'uscita rimaneva entro 4 dB. Lo strumento indicava S9 con un livello nominale di segnale d'entrata di 30 µV. La soglia della gamma dello squelch era compresa tra 0,25 µV e 10.000 µV.

La massima uscita audio all'inizio della tosatura con distorsione armonica totale del 7% era di 3 W, usando un segnale di prova di 1.000 Hz ed effettuando la misura con un carico di 8 Ω. Il responso totale di 6 dB, compresa la banda passante FI, era da 425 Hz a 3.500 Hz. Una riproduzione sonora di buona qualità veniva ottenuta dall'altoparlante rivolto verso il basso. L'efficacia del sistema "anl" era buona e permetteva la comprensibilità di un segnale di 0,3 µV in presenza di 1.000 µV e piú di picchi della maggior parte degli impulsi di rumore esterni.

Il commutatore "Locale-Distante" faceva diminuire il guadagno RF di circa 30 dB quand'era posto in posizione "Locale". Tuttavia la buona capacità del ricetrasmettitore di sopportare segnali rendeva raramente necessario l'uso della posizione "Locale" in presenza di forti segnali.

Facendo funzionare il ricetrasmettitore con alimentazione di 13,8 V, l'uscita della portante del trasmettitore è risultata un po' superiore a 4 W. Aumentando il livello di entrata nel microfono di 10 dB, per una modulazione del 50%, si portava l'inviluppo RF ad onde sinusoidali ad una modulazione del 100% con una distorsione armonica totale del 4,25% usando una nota di prova di 1.000 Hz. Un aumento di 15 dB introduceva tosatura dei picchi positivi e negativi con sovramodulazione su questi ultimi. La distorsione armonica totale in questo caso era del 12,5%, con interferenza sui canali adiacenti 50 dB sotto. Il livello totale di segnale con funzionamento a voce consentiva la piena modulazione, pur mantenendo l'interferenza sui canali adiacenti ad un eccellente valore compreso tra 55 dB e 60 dB sotto. Il responso audio di 6 dB oscillava da 200 Hz a 6.500 Hz.

La tolleranza di frequenza su tutti i canali era essenzialmente la stessa, mantenendosi entro lo 0,0001%. L'assorbimento di corrente era un po' superiore al solito; in ricezione esso era compreso tra 1 A e 1,75 A, mentre in trasmissione era compreso tra 1,7 A e 2,25 A. L'alimentatore usato nel corso delle prove forniva 13,8 V.

Commenti d'uso - Il microfono ha l'abituale interruttore a pulsante da premere per parlare sul lato sinistro dell'involucro. I controlli di Volume e di Squelch sono del tipo azionabile con il pollice e sono situati sul lato destro dell'involucro. Questi controlli hanno dei numeri sui bordi e l'operatore deve ruotare il microfono per rilevarli.

I pulsanti quadrati situati sopra l'involucro del microfono servono per scegliere il canale CB desiderato. Il pulsante a sinistra è contrassegnato UP per una progressione numerica ascendente attraverso i canali; quello a destra, contrassegnato DN, è per la progressione discendente. Ogni volta che uno dei due pulsanti viene premuto e rilasciato momentaneamente, il sistema aumenta o diminuisce di un canale. Mantenendo un pulsante premuto, si può avanzare o retrocedere con i canali fino a che si arriva al canale desiderato. Non appena il ricetrasmettitore viene acceso, viene sempre sintonizzato per primo il canale 1. La progressione attraverso i canali può essere fatta in entrambe le direzioni in qualsiasi momento.

Il sistema di presentazione numerico a LED con sette segmenti, usato per indicare il canale, è situato al centro in basso della parte frontale dell'involucro del microfono.

In complesso, il ricetrasmettitore Touch/Com si maneggia comodamente e con sicurezza, offre buone prestazioni ed è provvisto degli ultimi ritrovati nel campo della sintesi di frequenza. Il suo progetto modernissimo è adatto per qualsiasi applicazione mobile.
★

Sistema di chiamata selettiva per amatori



e CB

L'attività sempre crescente sui canali delle radiocomunicazioni ha creato l'urgente necessità di un dispositivo che avverta solo delle comunicazioni specificamente dirette all'interessato. Idealmente, il dispositivo dovrebbe mantenere il ricevitore silenzioso, facendo entrare in funzione l'audio solo quando viene ricevuto un segnale codificato in modo speciale. Questo è ciò che il "Selettore di chiamata" che descriviamo è stato progettato per fare.

Il dispositivo elimina la necessità di ascoltare le continue chiacchiere nel canale sul quale si è sintonizzati mentre si aspetta una chiamata. Il sistema base ad una via selettore di chiamata è composto da un codificatore e da un decodificatore. Chi chiama trasmette un segnale codificato su un canale scelto di comune accordo; dall'altra parte, il ricevitore del ricetrasmettitore viene lasciato sempre acceso e sintonizzato, ma non si sente niente fino a che il segnale speciale non viene decodificato; poi è sufficiente stabilire il contatto senza nessun fastidio o confusione.

Il segnale codificato consiste di una nota la cui frequenza e durata esatte vengono accordate con il decodificatore nella parte ricevente. Questa nota può essere trasmessa mediante qualsiasi trasmettitore MA, a singola banda laterale (SSB), o MF rendendo il sistema usabile da parte di utenti CB, di radioamatori nonché da parte di operatori radio commerciali.

Vi sono circa cento combinazioni di tempo e frequenza che possono essere scelte, assicurando cosí un minimo di chiamate false anche in zone di traffico elevato. Per un'ulteriore protezione contro false eccitazioni, il sistema è immune da rumori e voci esterne.

Qualsiasi numero di ricetrasmettitori può essere equipaggiato con il sistema e sintonizzato sullo stesso segnale frequenza-tempo per comunicare tra loro. Per esempio, si può equipaggiare un certo numero di ricetrasmettitori mobili con un solo codificatore per consentire all'operatore della stazione base di ascoltare soltanto le chiamate che gli interessano.

Il circuito - Il codificatore, rappresentato schematicamente nella *fig. 1,* è composto dal temporizzatore doppio IC4, tipo 556, da un piccolo altoparlante dinamico e da altri componenti accessori. Metà di IC4 viene usata come multivibratore monostabile, o "ad un colpo", il che consente all'altro temporizzatore di funzionare con continuità per un dato periodo di tempo quando viene azionato mediante S3. L'uscita del secondo temporizzatore è una nota audio con una frequenza compresa tra 1 kHz e 4 kHz. La frequenza effettiva di funzionamento viene determina-

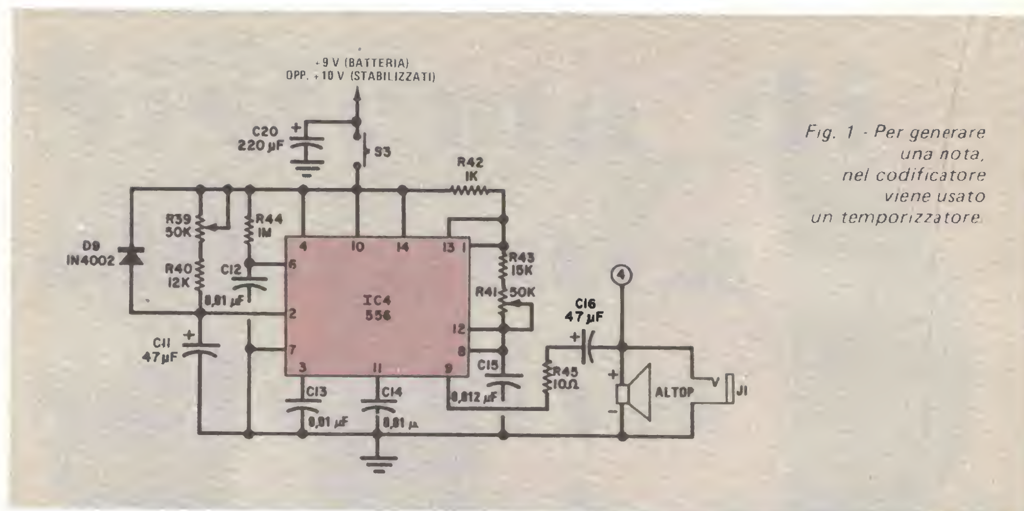
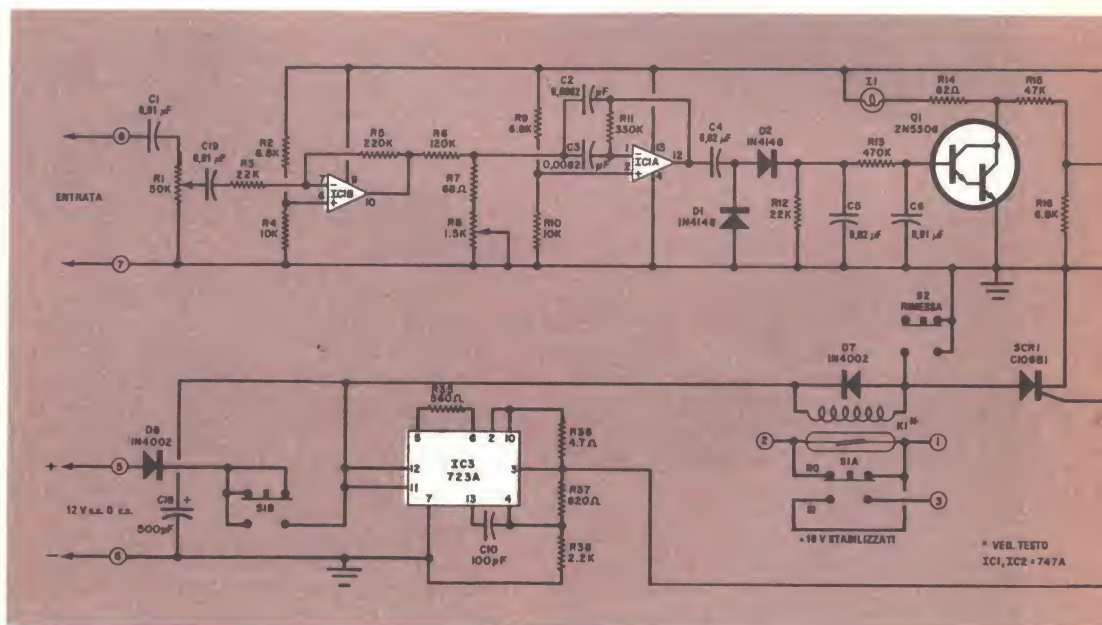


Fig. 1 - Per generare una nota, nel codificatore viene usato un temporizzatore.

ta dalla posizione di R41. La larghezza dell'impulso d'uscita del multivibratore monostabile (e quindi la durata della nota audio) viene controllata da R39 su una gamma da 1 sec a 4 sec. L'uscita del temporizzatore che funziona con continuità viene trasferita all'altoparlante da R45 e C16.

La nota di codificazione viene accoppiata acusticamente al microfono del trasmettitore con il quale il selettore di chiamata viene usato. Questo viene effettuato premendo l'involucro del microfono su S3 e tenendo l'interruttore "premere per parlare" del microfono chiuso per tutta la durata della nota. Poiché il codificatore non assorbe corrente se non quando S3 è chiuso, per l'alimenta-



zione è adatta una batteria da 9 V per transistori. Tuttavia, se si desidera un sistema di codificazione e decodificazione a due vie, il codificatore può essere montato sulla stessa basetta circuitale del decodificatore e l'alimentazione può essere effettuata mediante un alimentatore comune a +12 V c.c. o c.a., ma in questo caso C20 deve essere omesso. L'uscita del codificatore sarà la stessa con entrambi gli alimentatori e sarà stabile per una vasta gamma di temperatura.

Il decodificatore è rappresentato schematicamente nella *fig. 2*. Il segnale codificato proveniente dal ricevitore viene immesso nel circuito attraverso C1 ed il controllo di sensibilità R1. Il segnale viene trasferito attraverso C19 e R3 nell'entrata invertitrice (−) di IC1B. Questo stadio amplificatore operazionale ha un guadagno di tensione pari a 10 e funziona con un'alimentazione continua singola come tutti gli altri stadi amplificatori operazionali successivi. I resistori R2 e R4 dispongono l'entrata non invertitrice di IC1B a circa metà della tensione d'alimentazione.

L'uscita di IC1B va all'entrata invertitrice di IC1A, che è un filtro passabanda molto selettivo, la cui frequenza di taglio può essere variata, mediante R8, tra 1 kHz e 4 kHz. Quando l'uscita audio del ricevitore contiene una componente prossima alla frequenza centrale del filtro, all'uscita di IC1A appare un segnale, che viene trasferito da C4 a D1 e D2 i quali lo possono rivelare (rettificare), e la forma d'onda rettificata viene spianata in una tensione continua da R12, R13, C5 e C6. Quando questa tensione continua viene applicata a Q1, il transistore Darlington conduce e porta all'interdizione Q2, punto nel quale C9 comincia a caricarsi attraverso R17 e la giunzione base-emettitore di Q4. La tensione ai capi di C9 pilota Q3, la cui uscita viene applicata all'entrata non invertitrice (+) di IC2B ed all'entrata invertitrice di IC2A, rispettivamente attraverso R22 e R26.

Normalmente, la base di Q6 è positiva ed il transistore conduce; tuttavia, a causa dell'azione di confronto di IC2A e IC2B, la tensione sulla base di Q6 scenderà a zero dopo che C9 comincia a caricarsi e poi ridiventerà positiva mentre la carica continua. Il punto esatto nel quale avviene la momentanea caduta di tensione è determinato dalla posizione di R20. Inoltre, Q5 conduce sempre salvo che durante il periodo "finestra" generato dalla carica di C9.

I transistori Q4 e Q5 si trovano normalmente in conduzione a causa della corrente fornita alle loro basi attraverso R29 e R31.

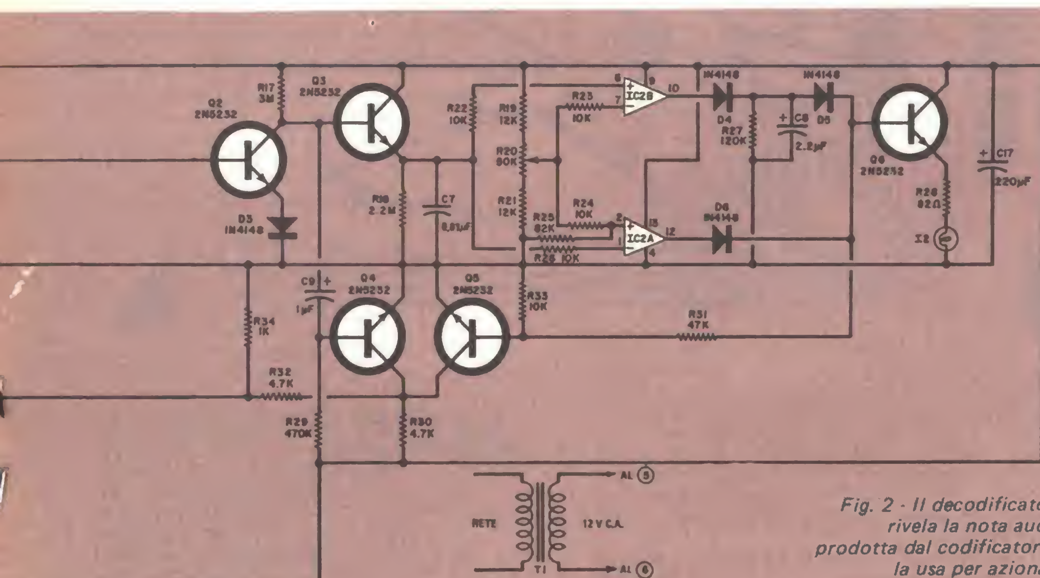
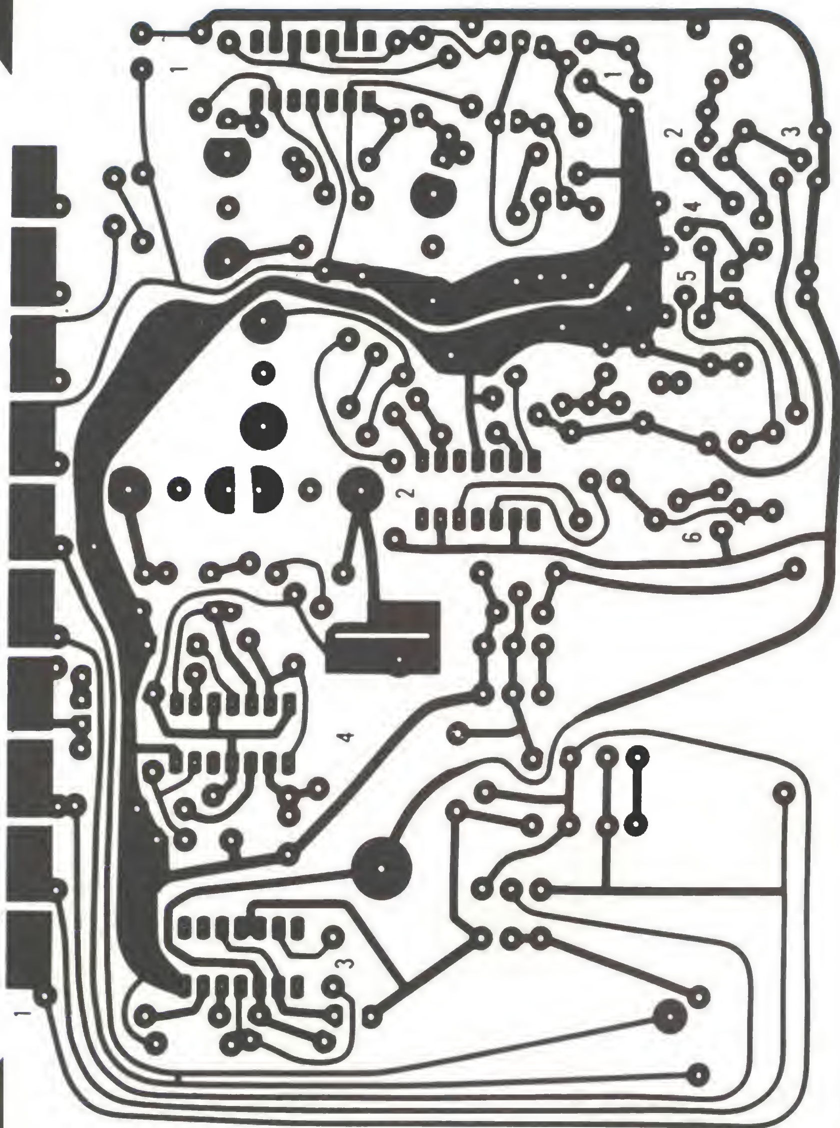
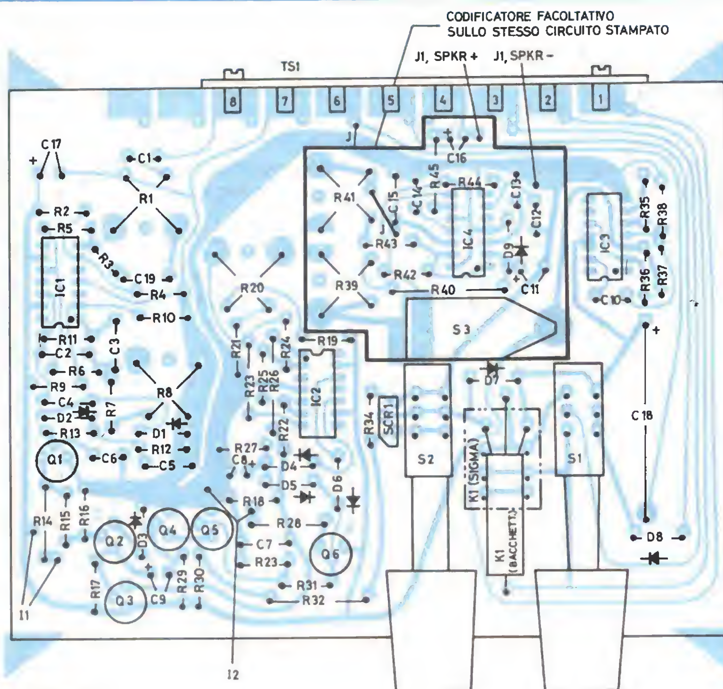


Fig. 2 - Il decodificatore rivela la nota audio prodotta dal codificatore e la usa per azionare un relé a bacchetta.



a)

Fig. 3 - Se si montano insieme il codificatore ed il decodificatore si usi il circuito stampato rappresentato in a) e si installino tutti i componenti come indicato in b). Se invece si costruiscono unità separate, si omettano i componenti disegnati nella zona ombreggiata del particolare b) e si costruisca un codificatore a parte come rappresentato nella fig. 4.



J = PONTICELLO

b)

MATERIALE OCCORRENTE PER IL DECODIFICATORE

C1-C6-C7-C19 = condensatori a disco da 0,01 μF
C2-C3 = condensatori Mylar da 0,0082 μF - 10%
C4-C5 = condensatori a disco da 0,02 μF
C8 = condensatore elettrolitico da 2,2 μF - 25 V
C9 = condensatore al tantalio da 1 μF - 25 V, 5%
C10 = condensatore a disco da 100 pF
C17 = condensatore elettrolitico da 220 μF - 25 V
C18 = condensatore elettrolitico da 500 μF - 25 V
D1 ÷ D6 = diodi 1N4148
D7 ÷ D8 = diodi raddrizzatori 1N4002
I1-I2 = lampadine da 6 V - 100 mA
IC1-IC2 = circuiti integrati amplificatori operazionali doppi 747A
IC3 = circuito integrato stabilizzatore di tensione 723A
K1 = relé a bacchetta da 12 V a 1 via e 1 posizione (o altro relé, ved. testo)
Q1 = transistore Darlington n-p-n 2N5306
Q2 ÷ Q6 = transistori al silicio n-p-n 2N5232
R1-R20 = potenziometri semifissi da 50 kΩ
R8 = potenziometro semifisso da 1,5 kΩ
I seguenti resistori sono da 1/4 W, toll. 5% :
R2-R9-R16 = resistori da 6,8 kΩ
R3-R12 = resistori da 22 kΩ
R4-R10-R22-R23-R24-R26-R33 = resistori da 10 kΩ
R5 = resistore da 220 kΩ
R6-R27 = resistori da 120 kΩ
R7 = resistore da 68 Ω
R11 = resistore da 330 kΩ
R13-R29 = resistori da 470 kΩ
R14-R28 = resistori da 82 Ω
R15-R31 = resistori da 47 kΩ
R17 = resistore da 3 MΩ
R18 = resistore da 2,2 MΩ
R19-R21 = resistori da 12 kΩ
R25 = resistore da 82 kΩ
R30-R32 = resistori da 4,7 kΩ
R34 = resistore da 1 kΩ
R35 = resistore da 560 Ω
R36 = resistore da 4,7 Ω
R37 = resistore da 820 Ω
R38 = resistore da 2,2 kΩ
S1 = commutatore a pulsante a 2 vie e 2 posizioni
S2 = commutatore a pulsante a 1 via e 2 posizioni
SCR1 = raddrizzatore controllato al silicio C106B1
T1 = trasformatore da 12 V - 500 mA
TS1 = morsettiera a 8 contatti
Basetta perforata o circuito stampato, scatola adatta, filo per collegamenti, stagno, minuterie di montaggio e varie.

Per l'acquisto dei materiali rivolgersi alla I.M.E.R. Elettronica, Via Saluzzo 11 bis - 10125 Torino.

MATERIALE OCCORRENTE PER IL CODIFICATORE

C11 = condensatore elettrolitico al tantalio da 47 μF
C12-C13-C14 = condensatori a disco da 0,01 μF
C15 = condensatore Mylar da 0,012 μF - 10%
C16 = condensatore elettrolitico da 47 μF - 25 V
C20 = condensatore elettrolitico da 220 μF - 25 V (ved. testo)
D9 = diodo raddrizzatore 1N4002
IC4 = circuito integrato temporizzatore doppio 556
J1 = jack fono miniatura
R39-R41 = potenziometri semifissi da 50 kΩ
I seguenti resistori sono da 1/4 W, toll. 5%:
R40 = resistore da 12 kΩ
R42 = resistore da 1 kΩ
R43 = resistore da 15 kΩ
R44 = resistore da 1 MΩ
R45 = resistore da 10 Ω
S3 = interruttore semplice
SPKR = altoparlante dinamico da 8 Ω, diametro 6 cm
Basetta perforata o circuito stampato, scatola adatta (se il montaggio viene effettuato separatamente), filo per collegamenti, stagno, minuterie di montaggio e varie.

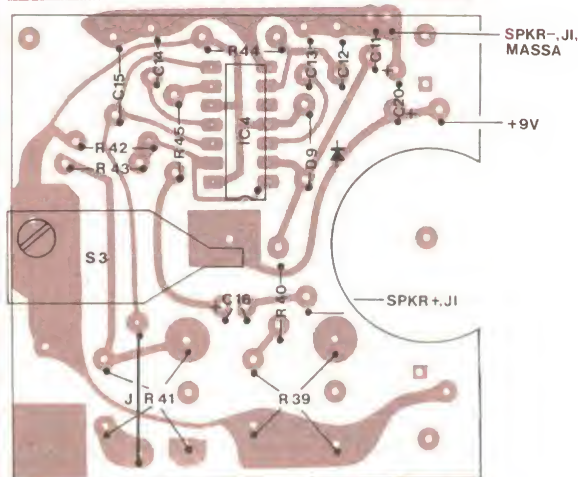


Fig. 4 - Circuito stampato e disposizione dei componenti per la realizzazione del codificatore.

Entrambi vengono portati all'interdizione solo quando vengono soddisfatte contemporaneamente due condizioni; il transistore Q5 deve essere interdetto dalla caduta di tensione all'uscita del generatore finestra IC2. Il transistore Q4 sarà momentaneamente interdetto quando il bordo anteriore del segnale di nota scarica C9. Se questi eventi si verificano contemporaneamente, le uscite sui collettori di Q4 e Q5 risultano alte e portano in

conduzione SCR1, il quale, a sua volta, aziona il relé a bacchetta K1, chiudendone i contatti. Il raddrizzatore SCR conduce e il relé rimane energizzato finché il commutatore di RIMESSA S2 non viene chiuso.

I contatti di K1 si chiudono soltanto quando all'entrata del decodificatore viene applicata una nota della giusta frequenza e durata. Qualsiasi voce o segnale a bassa frequenza che passa attraverso il filtro attivo scaricherà costantemente C9. Ciò rende il sistema insensibile ad eterodine, componenti vocali e rumore. Per la stabilità, il circuito del decodificatore, salvo K1 e SCR1, è alimentato dallo stabilizzatore di tensione IC3. Se un codificatore viene montato sulla basetta circuitale di un decodificatore, anch'esso riceverà la sua alimentazione dall'uscita stabilizzata di IC3.

Costruzione - Il codificatore e il decodificatore possono essere montati su una basetta perforata, usando zoccoli per i circuiti integrati, oppure su un solo circuito stampato o su due circuiti distinti. I disegni in grandezza naturale, il piano di foratura e la disposizione dei componenti del sistema sono rappresentati nella *fig. 3* e nella *fig. 4*. Per costruire il codificatore e il decodificatore sulla stessa basetta, si usi quella piú grande e si installino i componenti del codificatore nella zona piú scura del disegno che rappresenta la disposizione dei componenti (omettendo C20 in questo caso, come già si è accennato). Se invece si desidera avere il codificatore e il decodificatore in scatole separate, si usino entrambe le basette ma si eliminino i componenti della zona ombreggiata. Si montino i componenti sulla basetta o sulle basette com'è rappresentato, cominciando con l'installazione dei resistori fissi e dei condensatori non polarizzati. Quindi si installino i condensatori elettrolitici, i diodi, i transistori ed i circuiti integrati, prestando attenzione alla loro polarizzazione ed al loro orientamento. Infine, si montino i potenziometri, il relé a bacchetta ed i commutatori.

Si montino J1, I1, I2, l'altoparlante e S3 nella parte superiore della scatola in cui si racchiudono il codificatore ed il decodificatore. Se questi vengono montati in scatole separate, si installi la batteria da 9 V per transistori per il codificatore lontana dalla basetta circuitale, in modo che non disturbi la basetta, l'altoparlante e S3. In ogni caso, si monti il pulsante S3 vicino all'altoparlante.

I numeri dei contatti sulla morsettiera TS1, segnati sul particolare della *fig. 3* in cui è riportata la disposizione dei componenti, corrispondono agli stessi punti numerati della *fig. 1* e della *fig. 2*. Questa morsettiera fornisce un comodo mezzo per collegare il sistema alla sua alimentazione, ad un altoparlante esterno od a qualsiasi altro dispositivo di avvertimento che si voglia usare (come un Sonalert, un LED, ecc.) quando viene ricevuto un segnale codificato nel giusto modo. Sul circuito stampato del decodificatore si può anche montare un normale relé a 2 vie e 2 posizioni nel caso che il relé a bacchetta ad 1 via e 1 posizione non fornisca un numero sufficiente di contatti.

Allineamento del sistema - Affinché il sistema selettore di chiamata funzioni regolarmente, si deve fare in modo che il decodificatore risponda alle caratteristiche scelte di frequenza e durata del segnale d'uscita del codificatore. Per allineare un sistema composto da un codificatore ed un decodificatore separati, sarà necessario un cavetto schermato che abbia ad un'estremità una spina adattabile al jack J1. Si colleghi il conduttore centrale del cavetto al terminale 8 e lo schermo al terminale 7 di TS1. Per un sistema nel quale il codificatore e il decodificatore sono montati sulla stessa basetta, basta collegare un ponticello tra i terminali 4 e 8. Ciò consentirà di calibrare il sistema con collegamento diretto anziché trasmettere note di prova.

Si colleghi l'alimentazione al sistema, si ruotino R1 nel decodificatore e R39 nel codificatore tutto in senso orario e R8, R20 e R41 a metà corsa. Si prema S3 e lo si tenga premuto per tutta la durata della nota di prova mentre si regola R41 finché I1 si accende. Questo dispone il codificatore per la massima durata di 4 s della nota. Prima che R41 sia ben regolato, potrà essere necessario ripetere parecchie volte il procedimento suddetto.

Quando I1 si accende mentre S3 è premuto, I2 dovrebbe lampeggiare circa a metà dell'impulso sonoro. Si regoli R39 in modo che I1 si spenga appena dopo che I2 lampeggia; fatta questa regolazione, si prema il commutatore di rimessa S2.

Si colleghi un ohmmetro tra i terminali 2 e 3 di TS1: lo strumento dovrebbe indicare resistenza infinita. Con S1 chiuso, l'ohmmetro dovrebbe indicare cortocircuito (resi-

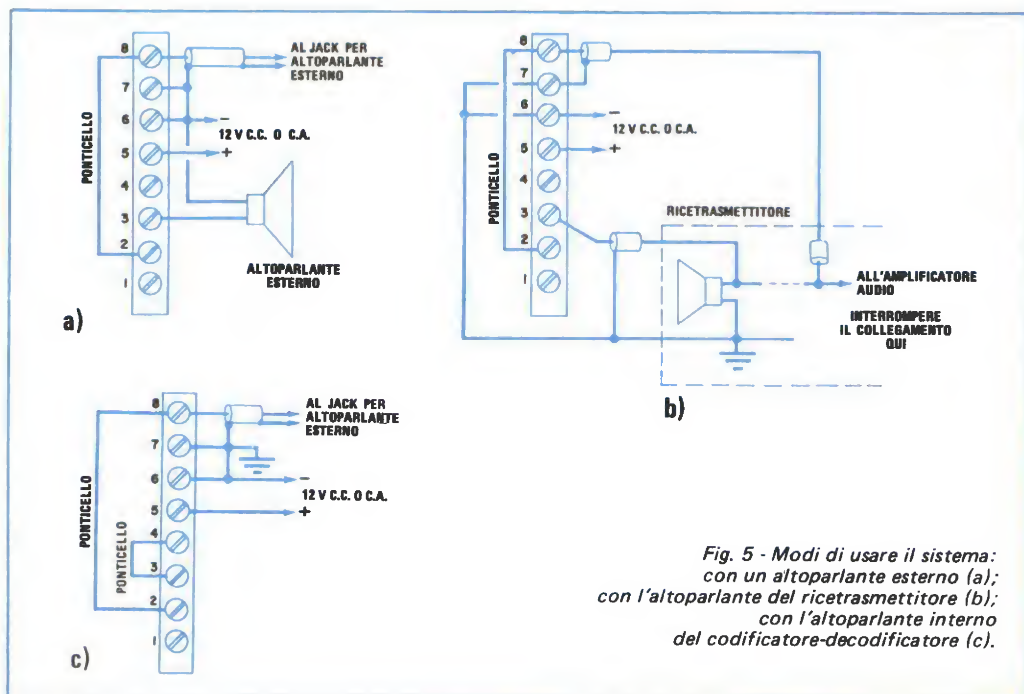


Fig. 5 - Modi di usare il sistema: con un altoparlante esterno (a); con l'altoparlante del ricetrasmettitore (b); con l'altoparlante interno del codificatore-decodificatore (c).

stenza zero). Si prema S3 per tutta la durata dell'impulso sonoro: I1 dovrebbe spegnersi immediatamente dopo che I2 lampeggia e lo strumento dovrebbe indicare un cortocircuito. Si prema ora S2: i contatti del relé si apriranno e lo strumento dovrebbe indicare resistenza infinita. Se non si ottengono i risultati dovuti, si ripeta il procedimento di allineamento.

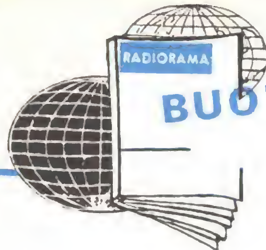
In uso - Il selettore di chiamata si può ricalibrare per qualsiasi frequenza tra 1 kHz e 4 kHz e per qualsiasi durata della nota tra 1 s e 4 s. Il controllo di sensibilità R1 può essere disposto per qualsiasi soglia desiderata del livello di segnale. In pratica, si usa il microfono per premere S3, tenendo l'elemento attivo del microfono direttamente davanti all'altoparlante del selettore di chiamata per tutta la durata dell'impulso sonoro.

Vi sono parecchi modi per collegare il sistema ad un ricetrasmettitore; tre sono illustrati nella *fig. 5*. Se si intende usare il decodificatore con un altoparlante esterno e non si vuol toccare l'interno del ricetrasmettitore, si segua lo schema dei collegamenti della *fig. 5-a*. Si usi un pezzo di cavetto schermato per trasferire il segnale audio dal jack per altoparlante esterno del ricevitore alla morsettiera del decodificatore ed all'estremità del cavetto si colleghi una spina adatta al jack del ricetrasmettitore.

Come si vede nella *fig. 5-b*, il sistema si può collegare all'altoparlante interno del ricetrasmettitore, ma questo collegamento richiede un piccolo ritocco nei collegamenti del ricetrasmettitore; si interrompa il collegamento tra lo stadio d'uscita audio e l'altoparlante e si effettuino i collegamenti come rappresentato usando cavetto schermato. Quando i contatti del relé si chiudono, il percorso audio all'altoparlante interno sarà completato.

Lo schema della *fig. 5-c* è per sistemi nei quali il codificatore ed il decodificatore sono montati sulla stessa basetta. Questo tipo di collegamenti consente l'uso dell'altoparlante incorporato del sistema decodificatore-codificatore come trasduttore di codificazione e come altoparlante esterno del ricetrasmettitore.

Per tutti i tre collegamenti della *fig. 5*, il decodificatore può essere escluso portando S1 in posizione "No". Il segnale audio del ricevitore sarà poi applicato direttamente all'altoparlante interno od esterno. ★



BUONE OCCASIONI

Le risposte alle inserzioni devono essere inviate direttamente all'indirizzo indicato su ciascun annuncio.

CERCO disperatamente ricetrasmettitore mobile CB MA CRAIG 4104 a prezzo conveniente e in perfetto stato. Roberto Caldana, via Crocifisso 14 - 22058 Osnago (Como).

ALLIEVO S.R.E. vende ricetrasmittente C.B. valvolare costruita in collaborazione di vero radioamatore. Prezzo L. 65.000. Scrivere per accordi a Gianfranco Gilardi, viale Istria, 36 - 70031 Andria (Ba).

VENDO in blocco 100 valvole elettroniche a L. 15.000 + un occhio magico a L. 2.000. Solo zona Milano. Telefonare ore pasti a: Alberto Redi, via Frapolli, 15 - Milano - tel. (02) 715.774.

ALLIEVO S.R.E. Corso TELP, che ha lavorato in campo elettrico ed elettronico, eseguirebbe domicilio montaggi elettronici vari per conto di ditte industriali. Conosce lingua inglese compresi termini tecnici. Vito Damiani, via Gramsci 14 - 46040 Guidizzolo (Mn) - tel. (0376) 81134.

CERCO alimentatore stabilizzato per circuiti integrati da 3,6 V. Mettersi in contatto con Luigi Freda, via Teatro, 7 - 84024 Contursi Terme (Salerno) oppure telefonare al n. (0828) 991.095.

PERITO ELETTR. eseguirebbe, per seria ditta, a suo domicilio montaggi elettronici vari. Speciale "Montaggi di natura digitale". Per un eventuale interessamento scrivere a Angelo Lapenta, via Brandileone, 14 - 84032 Buonabitacolo (Sa).

VENDO 12 annate di Selezione Radio TV e di Sperimentare a L. 3.500 cad. Accetto in cambio annate di Elettronica Pratica, Onda Quadra, CQ elettronica, ecc. Vendo anche libri vari di elettronica. Per accordi scrivere a: Francesco Daviddi, via Ricci, 18 - 53045 Montepulciano (Siena).

L'angolo degli incontri

Riservato ai Lettori ed Allievi che desiderano conoscerne altri: a tutti buon incontro!

Cerco allievi che frequentino il corso Sperimentatore Elettronico e risiedano nella mia zona. Luigi Freda, via Teatro 7 - 84024 Contursi Terme - (Salerno) - tel. (0828) 991.095.

Allievo S.R.E. sedicenne cerca giovani amanti musica elettronica per scambio idee e collaborazione tecnica. Scrivere a Mauro Gallicet, piazza Medail,1 - 10052 Bardonecchia (To).

MODULO PER INSERZIONE

- Le inserzioni in questa rubrica prevedono offerte di lavoro, cambi di materiale, proposte in genere, ricerche di corrispondenza, ecc., sono assolutamente gratuite e non devono superare le 50 parole. Verranno cestinate le lettere non inerenti al carattere della nostra Rivista.
- Ritagliate la scheda ed inviatela in busta chiusa a: **Radiorama**, Segreteria di Redazione - Sezione corrispondenza - via Stellone, 5 - 10126 Torino.

5/78 SCRIVERE IN STAMPATELLO

....
....
....
....
....
....
....
....
....
....

Indirizzo: ....

NOVITÀ IN ELETTRONICA

Un complicato disegno per un microcircuito integrato viene controllato prima di essere fotografato e ridotto di ben duecento volte. In questo modo si otterrà un chip al silicio piú piccolo di 5 mm², contenente l'equivalente di mille transistori. Un gruppo di ingegneri della Wolfson Microelectronics Liaison Unit presso l'Università di Edimburgo, in Scozia, è specializzato nella costruzione di microcircuiti realizzati secondo le specifiche richieste del cliente; dapprima viene realizzato un prototipo che il cliente provvede poi a mettere in produzione. Il gruppo di ricercatori ha elaborato una serie di programmi per il computer grazie ai quali sono in grado di disegnare circuiti estremamente complicati servendosi di un complesso visivo d'informazione modernissimo. Il complesso è diventato uno dei piú rinomati in Europa per quanto riguarda i circuiti integrati.





E' qui illustrata, durante la lavorazione in un'industria britannica, una nuova telecamera a raggi infrarossi di elevata sensibilità. Sebbene misuri solo 15 cm di lunghezza, l'incremento della temperatura è di soli 0,2 °C, semprechè si abbia l'avvertenza di impiegare lenti di prima qualità. Possiede inoltre una capacità di 300 linee TV. I moderni sistemi visivi britannici basati sulla temperatura possiedono l'abilità di vedere e scoprire obiettivi sia di giorno sia di notte ed anche il mimetismo ed il fumo possono fare ben poco per impedire l'avvistamento di oggetti da parte di questa nuova telecamera. Il nuovo sistema, che è denominato "Pyro-Electric Vidicon", può essere impiegato per scopi sia militari sia civili. La telecamera è sensibile a radiazioni di raggi infrarossi da 1,8 μm fino a 1.000 μm, ma raggiunge le piú elevate prestazioni nella gamma che va da 8 μm a 14 μm.



I nuovi tubi vidicon della Siemens realizzati con uno strato fotosensibile al seleniuro di cadmio, dello spessore variabile da 3/4 di pollice ad un pollice, migliorano sensibilmente le immagini delle telecamere a colori da studio o industriali. La sostituzione dei tubi vidicon tradizionali al trisolfuro di antimonio, all'ossido di piombo o multidiodi al silicio con i nuovi tubi vidicon della Siemens non presenta alcun problema.



Questo disegno del satellite per comunicazioni INTELSAT IV - uno dei quattro usati dalle Poste Britanniche per inviare chiamate telefoniche e trasmissioni televisive in tutto il mondo - dà un'idea delle enormi distanze che si devono superare. Il satellite, che ruota in un'orbita sopra la Terra all'altezza di 35.000 km circa, rimane "stazionario" in un punto predeterminato, permettendo cosí alle proprie antenne di collegare città che distano fra loro molte migliaia di chilometri. Grazie ai satelliti, alla radio ed ai cavi sottomarini, gli utenti possono chiamare direttamente una cinquantina di Paesi, coprendo circa l'80% del traffico mondiale.

Dimostrazione di una nuova telecamera, prodotta dalla ditta inglese Marconi-Elliot, la quale è in grado di riprendere immagini di oggetti che non può vedere. Due telecamere, una normale (a sinistra) e una nuova, denominata "Pyroelectric" (a destra), entrambe collegate a un monitor, sono puntate su uno schermo nero dietro al quale si trova una giovane signora. Sul monitor a sinistra non appare alcuna immagine perché una telecamera convenzionale non può fotografare attraverso uno schermo nero, mentre il monitor a destra mostra un'immagine della signora ripresa dalla nuova telecamera, la quale pur non vedendola riesce a riprenderla usando il calore che si irradia dal soggetto. Questo ulteriore passo avanti nel campo delle telecamere termiche può estendere la nuova tecnica in campi che finora erano preclusi poiché le spese dell'equipaggiamento erano troppo elevate. Questa nuova tecnica può venire applicata per individuare punti troppo caldi in macchine rotanti o pneumatici di veicoli, per rilevare un aumento eccessivo della temperatura in cavi di alimentazione, per svolgere ispezioni aeree e infine come sistema di sicurezza per fotografare eventuali malviventi che si introducano in aree completamente prive di illuminazione. La nuova telecamera, pur non producendo un'immagine nitida come quella che si ottiene con l'impiego dei raggi infrarossi, possiede l'innegabile vantaggio di costare solo una centesima parte di un equipaggiamento a raggi infrarossi.



panoramica STEREO



Nell'articolo che segue un esperto americano (collaboratore di varie riviste tecniche, tra cui Popular Electronics) descrive alcune esperienze condotte personalmente nel campo della quadrifonia ed espone le impressioni ricavate dalle prove svolte.

"Non è certamente difficile trarre una notevole soddisfazione dall'ascolto di dischi a quattro canali, quando si considera la cosa come un passatempo; ma se l'ascolto è un mezzo per cercare di chiarire come si diffonde esattamente il suono, sia spazialmente sia direzionalmente, allora quello che era un passatempo interessante diviene un lavoro impegnativo. E quando si riscontra un'ambiguità nella posizione di una sorgente sonora che diffonde un segnale vocale o strumentale, diviene difficile sapere esattamente se la colpa debba essere attribuita alla incisione, alle limitazioni del sistema di riproduzione, all'ambiente di ascolto oppure alle proprie orecchie.

Ho il vago sospetto che chi vorrà ottenere le prestazioni migliori dal suono quadrifonico, in modo da renderle simili a quelle che ci presentano le case discografiche commerciali, dovrà assoggettarsi ad un processo graduale di apprendimento. Posso affermare con cognizione di causa che, con il passare degli anni, ho imparato a comprendere meglio ciò che facevano, o intendevano fare, le case discografiche con i loro sistemi di registrazione tesi alla riproduzione di un "suono totalmente avvolgente", e sono sicuro che in tutto ciò i nuovi sistemi per la decodifica e le nuove tecniche di registrazione abbiano avuto una scarsa rilevanza.

Per esempio, durante i primi mesi in cui mi dedicavo all'ascolto dei dischi quadrifonici, potevo suonare un disco in grado di riprodurre un suono avvolgente tre o quattro volte prima di accorgermi che il suono della chitarra inciso sulla banda 3 proveniva — o almeno avrebbe dovuto provenire — dalla direzione posteriore destra. Acquistando maggiore pratica, cominciai ad accorgermi che in molte occasioni ero in grado di effettuare queste distinzioni quasi istantaneamente. Avevo cioè sviluppato apparentemente una sensibilità a particolari sfumature del suono, e perfino una certa abilità a comprendere esattamente quali fossero le regolazioni effettuate dalla casa discografica. Tutto ciò rappresentava indubbiamente un progresso notevole rispetto ai miei primi incontri con il suono quadrifonico, quando mi trovavo spesso nel mezzo di una stanza e, ascoltando il suono a "simulazione di ambiente" inciso da un'orchestra sinfonica su un nastro a quattro canali, mi chiedevo quale fosse la direzione frontale.

Il sistema a matrice - Naturalmente è stata proprio questa specie di ambiguità a caratterizzare i primi sistemi a matrice, anche se un

certo numero di registrazioni a quattro canali distinti non è stato esente completamente da essa. In realtà è molto facile parlare male del sistema di registrazione basato sull'uso della matrice; anzi, penso proprio che sia fin troppo facile sparlarne. Il mio ragionamento è che se un semplice sistema Dynaquad è in grado di aumentare tanto il piacere dell'ascolto di musica registrata, un sistema ancora piú elaborato, basato sull'uso della matrice, deve senz'altro servire a qualcosa.

Per rendermi conto di ciò, ho provveduto a mettere insieme le apparecchiature necessarie e ad acquistare i dischi, quindi ho proceduto all'ascolto al fine di decidere pro o contro l'uso della matrice.

L'equipaggiamento - Il progetto ha potuto essere attuato grazie alla comparsa quasi simultanea sul mercato di diversi ingredienti fondamentali: le versioni della registrazione *Ommadawn* di Michael Oldfield codificate secondo il sistema SQ della CBS ed il sistema QS della Sansui, che costituiscono (per quanto ne so io) le uniche produzioni strettamente commerciali disponibili in questi due sistemi; un decodificatore QS della Sansui modello QSD-1 ed un decodificatore SQ della CBS Technology Center modello SQL-200 nuovo di zecca.

Entrambi questi decodificatori hanno un circuito logico che effettua l'operazione di decodifica secondo sistemi brevettati. Il modello prodotto dalla Sansui è il piú elaborato decodificatore funzionante secondo il sistema Vario-Matrix e possiede tre bande distinte di frequenza, in modo da fornire il valore massimo possibile della separazione sonora. L'apparecchio della CBS comprende sia i circuiti logici per il controllo del guadagno, sia quelli (messi a punto recentemente) funzionanti secondo la tecnica della miscelazione variabile, che consente di aumentare la separazione fra il suono frontale ed il suono posteriore.

Inviando un segnale sinistro-anteriore al decodificatore della Sansui, si è potuta rilevare una risposta in frequenza il cui andamento variava fra 2 dB nella banda delle frequenze medio-basse e −0,5 dB circa nella banda delle frequenze medio-alte, ed almeno altrettanto nella banda delle frequenze superiori a circa 14 kHz. L'apparecchio della CBS presentava una risposta in frequenza che risultava estremamente uniforme alle basse frequenze, ma che saliva di circa 1 dB nella banda delle frequenze medio-alte, e discendeva approssimativamente a −2 dB al di sopra di circa 9 kHz. Tutte le misure relative alle risposte in frequenza venivano eseguite con l'aiuto del disco di prova CBS STR 130, confrontando fra loro un segnale diretto ed i grafici delle risposte ottenute inserendo ciascuno dei due decodificatori entro la catena di riproduzione sonora.

Le misure venivano eseguite dopo aver condotto a termine tutte le prove di ascolto, per evitare di introdurre pregiudizi dovuti ad impressioni soggettive.

Ommadawn - Questa registrazione, che è servita come mezzo standard per effettuare il confronto fra i due sistemi, si è rivelata una scelta abbastanza felice per un verso ed una scelta poco opportuna per un altro. Il brano di Oldfield è estremamente ripetitivo, e ciò ha consentito di effettuare l'ascolto dello stesso materiale musicale per lungo tempo per poterne fare una buona valutazione, senza dover continuamente tornare indietro per ripescare brani simili incisi sul disco. Questo fatto si è rivelato quindi positivo. Quello che invece non è stato affatto positivo è la differenza di qualità riscontrata fra i due dischi, quello, cioè, inciso secondo il sistema SQ e quello inciso secondo il sistema QS. La versione codificata con il sistema QS, che risultava prodotta e stampata in Inghilterra, mostrava una tendenza ad essere rumorosa e produceva un suono chiaramente "sporco" (intendendo con questo termine descrivere distorsioni di vario genere). Il disco codificato con il sistema SQ, prodotto negli Stati Uniti, risultava invece di gran lunga migliore del primo ed era necessario tenere conto di tale differenza durante la valutazione dei risultati.

Questa non era però l'unica diversità. Dopo avere iniziato le prove, regolato i livelli ed equalizzato la risposta in frequenza dei canali servendomi dei dischi di prova appositi, mi fu chiaro che, molto probabilmente, avevo a che fare con due prodotti ottenuti mescolando in modo differente i segnali incisi sul medesimo nastro originale. Il disco SQ, ad una prima prova di ascolto, mostrava di possedere un'efficienza dei canali posteriori molto piú elevata di quella posseduta dalla versione incisa con il sistema QS, la quale, di tanto in tanto, sembrava dar luogo allo spostamento di uno strumento dietro l'ascoltatore.



Decodificatore CBS SQL-200.



[illegible]

Da questo punto di vista l'impressione sonora ricavata dall'ascolto del disco SQ era molto piú convincente e risultava piú gradita di quella prodotta ascoltando la versione QS. Ma, continuando le prove di ascolto per cercare di stabilire esattamente quale fosse il contenuto dei canali posteriori prodotti durante la riproduzione del disco SQ e come esso fosse distribuito, nascevano i primi problemi; risultava infatti quasi impossibile fare ciò a causa della struttura orchestrale molto complessa del brano di Oldfield. Indubbiamente il suono risultava estremamente avvolgente e ricco di sfumature e, durante i brevi istanti in cui l'orchestrazione era semplice, l'impressione di localizzazione degli strumenti diveniva abbastanza buona. Tuttavia, nel complesso, l'impressione sonora che ricavavo era che vi fossero poche ed indistinte zone in cui la localizzazione fosse chiara; molto spesso queste sembravano spostarsi, ma non potevo mai essere sicuro della loro precisa collocazione.

A differenza del precedente, il suono prodotto dal disco codificato nel sistema QS era in grado di fornire l'impressione netta dell'effetto di localizzazione delle sorgenti sonore, e la maggior parte di queste risultava disposta frontalmente. Di tanto in tanto avevo l'impressione che uno strumento si spostasse alle mie spalle e che rimanesse in quella posizione. Una manchevolezza notevole del sistema QS era l'assenza dell'impressione di "vastità", che invece si ricavava ascoltando il suono prodotto dal disco SQ, e che era veramente formidabile, pur essendo imprecisa ed indefinita (la registrazione risultava anche scarsa come contenuto di frequenze elevate, ostacolando il confronto).

La logica ed altri fattori - Come ho già avuto occasione di osservare, i due dischi sembravano ricavati da due differenti processi di missaggio e, molto probabilmente, sono stati prodotti proprio in questo modo. Ma se facciamo l'ipotesi che le versioni siano state realizzate con l'intento di essere fedeli ad una certa versione "principale", ottenuta missando i segnali contenuti nella incisione originale, e ci chiediamo quindi quale delle due sia la piú fedele, ritengo che la palma si debba assegnare a quella codificata secondo il sistema QS, poiché questa risultava in grado di fornire quell'impressione di stabilità della localizzazione che, generalmente, consentiva all'ascoltatore di stabilire dove fossero disposti gli strumenti; ho l'impressione che essa fosse lo scopo principale prefissosi dal tecnico del suono che aveva creato la miscelazione a quattro canali. D'altro canto, ogni volta che provavo a mettere a fuoco i dettagli dell'immagine sonora quadrifonica ottenuta ascoltando la versione incisa con il sistema SQ, provavo un senso di confusione sempre maggiore, nonostante il piacere prodotto dall'impressione di vastità che ricavavo ascoltando questa "ondata" di suono.

Entrambe le case costruttrici sono avvezze a fornire valori estremamente buoni della separazione ottenibile con i loro decodificatori assistiti nel funzionamento da circuiti logici (compresi fra 20 dB ed infinito), ma questi non servono per rispecchiare le condizioni sempre mutevoli che si incontrano in campo musicale. Alla fine, quando tutti i quattro canali risultano impegnati in egual

misura, diviene necessario eliminare dal funzionamento del decodificatore qualunque manipolazione effettuata dai circuiti logici, di modo che la qualità del sistema è determinata esclusivamente dalla separazione che la matrice è in grado di fornire nella sua forma basilare (3 dB fra canali adiacenti). Ma che cosa succede a mano a mano che si raggiunge la condizione di parità di impegno dei quattro canali? Personalmente ritengo che il sistema di logica che assiste il decodificatore SQ viene interdetto per primo, poiché qualunque tentativo di mantenere attivo il suo funzionamento, basato sul controllo del guadagno, dà luogo inevitabilmente ad una perdita del segnale. Il sistema che si basa sulla mescolazione variabile dovrebbe invece poter funzionare in qualunque condizione, a patto di essere disposti ad accettare la diminuzione del valore della separazione fra i canali di destra e quelli di sinistra che consegue inevitabilmente.

Il sistema QS Vario-Matrix sembrerebbe godere di un vantaggio grazie alla sua capacità di mantenere attiva la sezione per l'assistenza logica del funzionamento fin quasi all'ultimo. L'attività di questa sezione non comporta nessuna perdita di segnale, ed i circuiti logici possono essere progettati per funzionare in modo veloce e deciso senza dar luogo a nessuna distorsione evidente dell'immagine sonora. A mio giudizio, né l'uno né l'altro dei due sistemi brilla durante la riproduzione di un brano musicale cosí monotono e ripetitivo come quello Ommadawn, ma il decodificatore QS è in grado piú dell'altro di creare l'impressione netta di localizzazione delle sorgenti sonore anche in un simile calderone musicale, ed il principio sul quale si basa il suo sistema logico può essere senz'altro ritenuto responsabile di questo comportamento.

Altre registrazioni - Ascoltando le migliori registrazioni a quattro canali con effetto ambiente, è praticamente impossibile trovare un qualunque difetto sia con l'uno sia con l'altro sistema a matrice. Evidentemente, la tecnica di ripresa microfonica e di missaggio per creare un effetto ambiente ed una riverberazione credibili è una di quelle che ha subito miglioramenti cospicui negli ultimi anni. Anche nella nuova registrazione tanto attesa dei Carmina Burana, prodotta dalla Columbia, con Michael Tilson Thomas e con la Cleveland Orchestra, che è nominalmente un disco con suono totalmente avvolgente, vi sono momenti (di durata abbastanza breve) in cui vengono evocati ampi spazi, in modo estremamente suggestivo. Su alcuni dischi prodotti dalla Vox, i tecnici del suono Joanna Nickrenz e Marc Aubort sono riusciti a catturare la sonorità riverberante di spaziosi ambienti, codificandola con il sistema QS. Fra questi è veramente notevole il brano per orchestra di Ravel eseguito dalla Minnesota Orchestra, anche se il missaggio dei segnali incisi sul disco non sempre è all'altezza delle qualità intrinseche della registrazione.

Qualcuno deplora la mancanza totale, nei sistemi a quattro canali, di mezzi specifici per creare anche la dimensione dell'altezza; queste osservazioni vengono accompagnate spesso con proposte per l'adozione di altoparlanti collocati sul soffitto o, per lo meno, di sistemi per la diffusione sonora disposti sulle pareti, in posizione piú elevata di quella abitualmente adottata. A costoro si può rammentare che un eminente studioso di acustica, e precisamente James Cunningham, mise in evidenza per primo come le tecniche convenzionali di riproduzione sonora a quattro canali si prestino anche per produrre l'impressione di altezza, e confermò la sua affermazione con numerose prove. Una di queste la condusse, con l'aiuto del suo assistente, su un disco prodotto con l'etichetta Ovation di Dick Schory. Tale disco viene usato dalla Ovation come mezzo di dimostrazione della riproduzione sonora a quattro canali secondo il sistema QS. Secondo la mia opinione, il pezzo piú convincente si trova nella sezione dimostrativa, che comprende un brano fin troppo breve tratto dalla riproduzione di un fantastico temporale, gli scoppi di uno stupefacente fuoco d'artificio e pochi altri effetti sonori sintetizzati con maestria.

La teoria sostenuta da Cunningham e da Schory afferma che un segnale monofonico emesso da tutti i quattro altoparlanti produce una sorgente sonora apparente localizzata al di sopra di un ascoltatore che si trovi al centro dell'ambiente di ascolto. L'applicazione di questa tecnica sembra dare ottimi risultati; ad un certo momento dagli altoparlanti anteriori sembra nascere un diluvio di suoni elettronici, che passano al di sopra della testa dell'ascoltatore, ad un'altezza apparentemente superiore a quella del soffitto, per spegnersi poi dentro gli altoparlanti posteriori. Dopo questo vi è un breve brano ispirato ad un paesaggio marino, durante il

quale si sentono le strida dei gabbiani che si librano in alto, sorretti da una colonna d'aria calda ascendente, a circa 5 ÷ 6 m di altezza sui marosi; quest'ultima impressione è molto netta e si è veramente convinti che i gabbiani volteggino a quell'altezza, anche se può rimanere il dubbio di prendere una cantonata.

Ritengo che queste dimostrazioni rappresentino i progressi effettivi conseguiti nel campo della riproduzione sonora a quattro canali e che le esperienze descritte risultino interessanti per coloro che, come me, sono appassionati di questo sistema di riproduzione".
Ralph Hodges

La tecnologia dei fasci elettronici

Gli studi sulla tecnologia dei fasci elettronici in corso presso il Centro di Ricerche IBM di Yorktown Heights coprono fondamentalmente tre campi: microscopia a risoluzione sempre piú alta, produzione di dispositivi ultraminiaturizzati per usi di laboratorio; produzione di circuiti da usare negli elaboratori elettronici.

In microscopia, gli studi in corso richiedono una risoluzione piú alta di quella che si può ottenere con gli strumenti commerciali. La capacità di osservare con il massimo dettaglio possibile le componenti piú minuscole è indispensabile nello studio di nuovi dispositivi elettronici e in altri progetti di ricerca.

Un microscopio elettronico a scansione realizzato dalla Divisione Ricerche IBM usando una nuova e originale tecnica di formazione dell'immagine ha una risoluzione di 20 Å, cioè consente di vedere separati due punti che distano fra loro due miliardesimi di centimetro. La risoluzione ottenibile con il miglior strumento precedentemente usato dalla Divisione Ricerche era di 50 Å; gli strumenti commerciali raramente raggiungono una risoluzione di 100 Å. Il potere risolutivo di questo strumento viene dimostrato dalla possibilità di ottenere immagini di virus ingranditi 500.000 volte.

I dispositivi prodotti per usi di laboratorio comprendono "fili" metallici con diametro di poche centinaia di Å, che sono stati usati per studiare l'effetto Josephson.

Un altro progetto in corso di esecuzione consiste nella realizzazione di una "lente" in grado di focalizzare i raggi X. La lente, che in realtà è un reticolo di Fresnel, è formata di circa venti anelli metallici concentrici, il piú esterno dei quali è largo 500 Å. Lenti con queste caratteristiche sono state realizzate e operano già in modo soddisfacente, ma resta ancora da risolvere il problema di prevenire le distorsioni di queste strutture incredibilmente fragili, che, per di piú, devono essere autoportanti.

Per quanto si riferisce alla produzione, mediante fasci elettronici, di elementi circuitali adatti agli elaboratori elettronici si stanno sperimentando due diversi metodi. Nel primo, il fascio elettronico è controllato da un elaboratore nel quale è memorizzato il tracciato da disegnare.

Per ogni tracciato l'elaboratore comanda automaticamente i dispositivi per regolare la traiettoria del fascio che "disegna" i circuiti sulla micropiastrina. Il fascio elettronico viene quindi guidato lungo un percorso predeterminato per completare il tracciato.

Con questo metodo, detto a scansione vettoriale, è stata realizzata una micropiastrina di memoria basata sulla tecnologia FET in grado di registrare ottomilacentonovantadue informazioni elementari.

L'uso di metodi produttivi controllati dall'elaboratore presenta l'importante vantaggio di consentire modifiche del circuito semplicemente variando le istruzioni nella memoria del calcolatore; tutti gli altri metodi richiedono invece la realizzazione di un gruppo di "maschere" di elevata qualità (e di notevole costo) per ogni nuovo tipo di circuito.

Un secondo metodo allo studio consiste nel proiettare fasci elettronici attraverso una maschera e nel riportare la maschera, in dimensioni ridotte dieci volte, su una piastrina di silicio. Questo secondo metodo ha il vantaggio di una grande velocità, poiché l'intero tracciato viene proiettato in una sola volta. Nella realizzazione delle micropiastrine di memoria, per le quali vengono prodotti grandi quantità di insiemi circuitali identici, il sistema di proiezione è probabilmente il metodo piú promettente anche se la produzione delle maschere resta un problema. ★

DIGISTART

l'antifurto elettronico



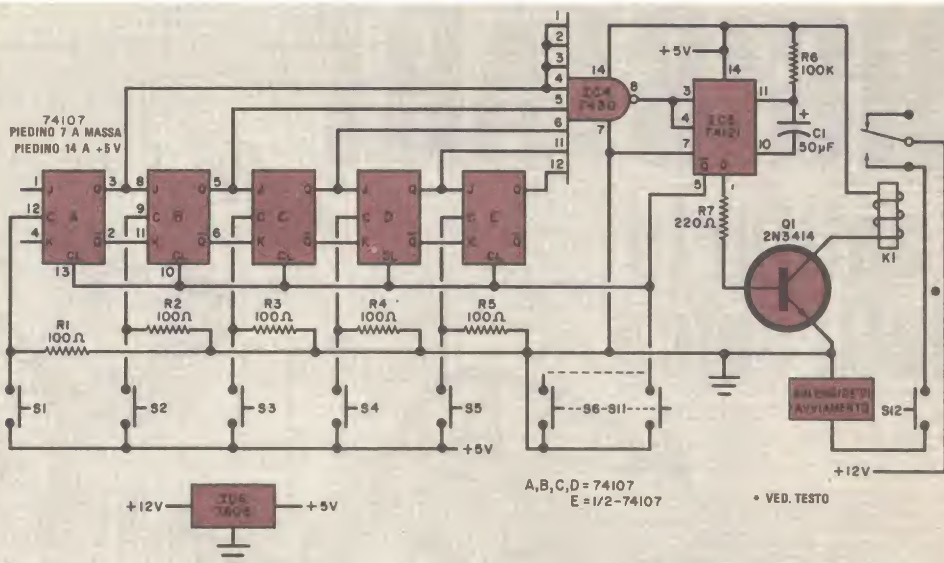
PER IL FUNZIONAMENTO, IL CIRCUITO TTL RICHIEDE LA GIUSTA SEQUENZA DEI PULSANTI

Il Digistart può essere usato come sistema di sicurezza senza chiave per il sistema di avviamento di un veicolo o di un'imbarcazione, per una porta azionata elettricamente o per qualsiasi sistema che, per essere attivato, richiede un segnale elettrico.

Questo nuovo dispositivo di sicurezza numerico impiega una serie di interruttori a pulsante, che devono essere azionati con una particolare sequenza affinché l'insieme funzioni. Quando viene formata la giusta combinazione, l'utente deve ancora azionare un interruttore e poi deve attivare il circuito entro cinque o sei secondi (tempo regolabile dall'installatore).

Anche se nel circuito descritto in questo articolo viene usato, come sistema elettrico esterno da controllare, il solenoide di avviamento di un veicolo, può essere attivato un solenoide per porta da 6 V di qualsiasi tipo. Il sistema si può anche usare per controllare il motore di sollevamento della porta di una autorimessa se i contatti del relé di bassa potenza del circuito vengono usati per azionare un relé di potenza i cui contatti possano sopportare la corrente richiesta dal motore che solleva la porta.

Come funziona - Come si vede nella *fig. 1*, il Digistart è composto da cinque flip-flop JK convenzionali, le cui uscite Q sono immesse in una porta NAND ad otto entrate



C1 = condensatore elettrolitico da 50 μF - 20 V (ved. testo)
IC1-IC2-IC3 = flip-flop JK doppi 74107
IC4 = porta NAND a 8 entrate 7430
IC5 = multivibratore a un colpo 74121
IC6 = stabilizzatore a 5 V (7805 o simile)
K1 = relé interruttore da 5 V (ved. testo)
Q1 = transistore 2N3414, opp. BC108A
R1 ÷ R5 = resistori da 100 Ω - 1/4 W
R6 = resistore da 100 kΩ - 1/4 W
R7 = resistore da 220 Ω - 1/4 W
S1 ÷ S11 = interruttori a pulsante a contatto momentaneo normalmente aperti
S12 = interruttore semplice a slitta od a levetta
Scatola adatta, pannello per gli interruttori, minuterie di montaggio e varie.

NOTA - Per eliminare eventuali problemi di rimbalzo del contatto nel flip-flop A, si possono collegare il piedino 1 (J) al + 5 V ed il piedino 4 (K) a massa. Per migliorare la stabilità nel multivibratore ad un colpo, si può portare R6 a 39 kΩ e C1 a 120 pF.

Per l'acquisto dei materiali rivolgersi alla I.M.E.R. Elettronica, Via Saluzzo 11 bis - 10125 Torino.

(IC4), con le tre entrate non utilizzate in parallelo con una delle entrate usate (volendo, ciò consente un'ulteriore espansione del sistema). L'uscita di IC4 eccita un multivibratore ad un colpo (IC5), il cui tempo di funzionamento è determinato da R6-C1. L'uscita positiva di IC5 manda in conduzione il transistore Q1, che energizza K1 inserito nel suo circuito di collettore. Quando il relé K1 viene energizzato, completa il circuito tra la linea a 12 V del sistema e la chiave d'accensione del veicolo, in modo che può essere azionato il solenoide di avviamento.

Tuttavia, affinché il Digistart possa funzionare, ognuno dei flip-flop deve essere eccitato in ordine, da sinistra a destra nello schema, azionando gli interruttori a pulsante normalmente aperti S1-S2-S3-S4-S5. Ciascuno di questi interruttori è collegato all'entrata orologio (*C*) del proprio flip-flop di cui controlla il funzionamento secondo la tabella della verità (relativa al flip-flop 74107) riportata nella *fig. 2*.

Inizialmente, il sistema deve essere chiarificato premendo uno dei pulsanti di chiarificazione da S6 a S11. Fatto ciò, il Digistart si chiarificherà dopo ciascuna operazione, perché la linea di chiarificazione è collegata all'uscita, *non Q*, di IC5, la quale va a massa dopo ogni operazione. Effettuata la chiarificazione, le uscite *non Q* saranno alte e tutte le uscite *Q* saranno basse.

Un impulso orologio applicato all'entrata *C* di IC1A (chiudendo e rilasciando S1) farà divenire la sua uscita *Q* alta poiché la sua entrata libera J è alta. Dal momento che l'uscita *Q* di IC1A è collegata all'entrata J di IC1B, l'uscita *Q* di IC1B diverrà alta quando la sua entrata *C* verrà eccitata. Questa sequenza continua lungo la linea fino a IC3.

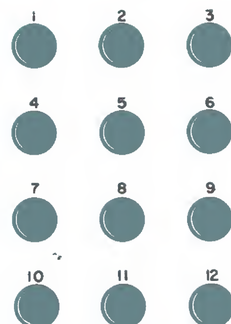
Quando tutte le uscite *Q* sono alte, la porta NAND IC4 può funzionare. Quando IC5 viene commutato, l'uscita *Q* risulterà alta e l'uscita *non Q* bassa; ciò chiarifica i flip-flop per mezzo della linea di chiarificazione. La uscita *Q* di IC5 rimane alta per la durata della costante di tempo (che volendo può essere alterata) determinata da R6-C1. Con i valori specificati nello schema, l'intervallo di tempo sarà di circa 5 sec. Durante questo intervallo, Q1 è in saturazione e K1 è energizzato. Ciò completa il circuito del solenoide di avviamento e, se S12 viene tenuto chiuso, il sistema di avviamento può essere azionato. Quando l'intervallo di tempo è trascorso, l'uscita *Q* di IC5 diventa bassa, il transistore Q1 va all'interdizione, il relé si apre ed il circuito del solenoide di avviamento viene interrotto, di modo che il sistema di avviamento non funzionerà.

Si noti che, oltre ai cinque interruttori orologio a pulsante, vi sono sei interruttori a pulsante (S6 ÷ S11) che, se azionati, servono solo a rimettere il Digistart nelle condizioni primitive e quindi ad escluderlo. Se tutti gli undici interruttori (non contrassegnati, naturalmente) vengono montati su un piccolo pannello, l'utente deve sapere quali interruttori azionare ed in quale ordine, poiché se manca una parte della sequenza o si preme un pulsante di rimessa il Digistart si interromperà.

ENTRATE				USCITE	
CHIARIFICAZIONE	OROLOGIO	J	K	Q	$\bar{Q}$
L	*	*	*	L	H
H	⎍	L	L	Q_0	$\bar{Q}_0$
H	⎍	H	L	H	L
H	⎍	L	H	L	H
H	⎍	H	H	COMMUTAZIONE	

* NON PRENDERE IN CONSIDERAZIONE

Fig. 2 - Tabella della verità per il flip-flop 74107.



COMBINAZIONE: 12-3-1-9-4-10 (AVVIAMENTO)

Fig. 3 - Tipica disposizione dei pulsanti nel pannello di interruttori del Digistart.

Costruzione - Il circuito può essere montato su una piccola basetta perforata usando zoccoli per gli IC e per il transistore e terminali ad innesto per reggere i sei resistori ed il condensatore.

Il relé K1 deve essere scelto in modo che i suoi contatti possano sopportare la corrente richiesta dal solenoide di avviamento del veicolo. Lo stabilizzatore a 5 V.può essere fissato alla scatola metallica che fungerà da dissipatore di calore.

Il gruppo dei pulsanti si monta su un piccolo pannello nella disposizione preferita (quella adottata nel prototipo è illustrata nella *fig. 3*).

Volendo usare le tre entrate in piú di IC4, si possono aggiungere altri tre flip-flop con relativi pulsanti orologio e resistori di chiarificazione da 100 Ω. L'interruttore S12 può essere omesso oppure al suo posto si possono usare due pulsanti in serie. Se si vuole cambiare l'intervallo di tempo, si scelgano i valori di R6-C1 secondo la formula T = RC, in cui T è espresso in secondi, R in ohm e C in microfarad. ★

l' elettronica e la medicina

STRUMENTAZIONE MEDICALE AD ULTRASUONI

Si è da tempo a conoscenza della potenzialità degli ultrasuoni, specialmente in campo diagnostico; per questo motivo si sta adeguando la produzione alla crescente domanda di queste nuove apparecchiature. La serie di sistemi diagnostici ad ultrasuoni presentati dalla Philips è formata da una triade di nuovi strumenti denominati rispettivamente Sono Diagnost A, R e B.

E' sempre stato frustrante per coloro che svolgono attività di pronto soccorso dover constatare quante vite si sarebbero potute salvare se fossero stati disponibili mezzi semplici ed efficaci per accertare la presenza di una lesione al cervello nello stesso momento in cui la vittima dell'incidente viene ricoverata in ospedale.



Fig. 2 - Il Sono Diagnost R è particolarmente adatto per il settore ostetricia; esso mette il medico in condizione di ricavare importanti informazioni relative a crescita e movimento cardiaco del feto e alla localizzazione della placenta.

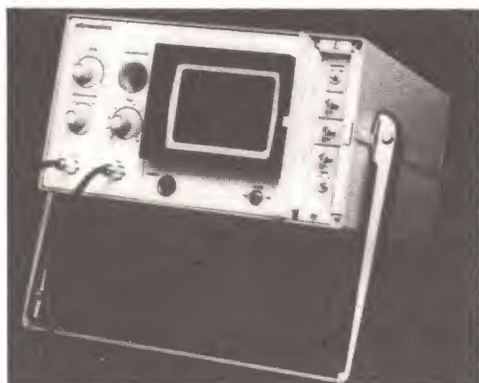


Fig. 1 - Il Sono Diagnost A è un sistema ecoencefalografico con il quale si può determinare immediatamente l'eco mediana del cervello in bambini e adulti. Basta un minuto per analizzare le eventuali lesioni in vittime di incidenti.

Il maggior ostacolo è rappresentato dalla mancanza di adeguati apparecchi diagnostici, di impiego abbastanza semplice per il personale paramedico, tanto da non richiedere la supervisione diretta del medico o del chirurgo.

Con la presentazione del Sono Diagnost A della Philips *(fig. 1)*, il personale del Pronto Soccorso viene ora messo nella condizione di sottoporre ad esame del cervello ogni vittima di incidente ammessa in



Fig. 3 - Il Sono Diagnost B consente la completa ricostruzione di immagini in ecoencefalografia, ecocardiografia e ecotomografia.

ospedale. Per eseguire questa operazione basta un minuto: il Sono Diagnost A è un sistema ecoencefalografico con il quale si può determinare immediatamente l'eco mediana del cervello di bambini e adulti. Dopo un periodo relativamente breve di addestramento, il personale paramedico è in grado di localizzare facilmente vari tipi di lesione al cervello.

In tal modo sarà possibile evitare e prevenire alcune complicazioni che si sviluppano quasi subito dopo il ricovero delle vittime di incidenti.

La versione R è un sistema compatto per la ricostruzione di immagini in tempo reale ed è stata progettata specificamente per ostetricia, ginecologia e medicina interna; essa consente al medico di ottenere importanti informazioni relative alla crescita e ai movimenti del cuore del feto, oltre che alla localizzazione della placenta; tutto questo senza pericoli né per la gestante né per il bambino che deve nascere.

Quando sono richieste analisi mediante raggi X, in ostetricia è sempre molto difficile valutare il beneficio che si può ottenere dall'esame e il rischio che si corre. Con il nuovo metodo è possibile dissipare ogni dubbio senza alcun pericolo.

Il Sono Diagnost R Philips *(fig. 2)*, grazie a caratteristiche molto interessanti, quali scala dei grigi di elevata risoluzione, precisione, misura onnidirezionale, controllo automatico tempo-guadagno e possibilità di introduzione dei dati relativi al paziente, troverà numerosi utilizzatori in ostetricia e in ginecologia generale, ma anche in medicina interna per la visualizzazione statica e dinamica di alcuni organi.

La versione B *(fig. 3)* può trovare applicazione universale; tale è infatti il principio con cui è stato costruito, in quanto permette la ricostruzione di immagini in ecoencefalografia, ecocardiografia ed ecotomografia.

Alla pari delle versioni A e R, la versione B è caratterizzata dalla semplicità con cui può essere adoperata dal personale paramedico.

Il Sono Diagnost B è dotato dei piú avanzati ritrovati dell'elettronica e viene fornito in due varianti: il B30 che è un sistema di impiego flessibile con braccio di scansione e testa di misura montata su carrello e il B50, per analisi fisse, dotato di lettino con braccio e testa motorizzata, proprio come si richiede ad un sistema di impiego universale. ★

TELECOMANDO A RAGGI INFRAROSSI

Due nuovi circuiti MOS per trasmettitori e ricevitori

Per il telecomando di apparecchi TV e HI-FI si va imponendo sempre piú l'impiego di raggi infrarossi. Con gli ultrasuoni come mezzo di trasmissione, non è escluso infatti che le armoniche della frequenza di riga del cinescopio possano causare disturbi acustici. La Siemens ha pertanto realizzato un telecomando optoelettronico con due nuovi circuiti MOS: il tipo S 556, che comprende da due fino a quattro diodi luminescenti LD 27, ed il tipo S 554, con il fotodiodo BPW 34; questi due circuiti MOS fungono rispettivamente da trasmettitore e ricevitore. Il sistema, dimensionato per un massimo di



Circuiti MOS (S 556 e S 554) realizzati dalla Siemens per un sistema di telecomando ad infrarossi.

trentun funzioni di comando, dispone di un codice binario alle uscite per limitare l'impiego dei circuiti periferici. La corrente di riposo del trasmettitore (a batteria) S 556 è minore di 10 μA. E' possibile disinserirne rapidamente l'audio ed inoltre si possono effettuare altre funzioni supplementari, come per esempio riprodurre l'ora sullo schermo del cinescopio.

Il sistema di telecomando della Siemens dispone di uscite in codice binario per riprodurre il numero del canale TV prescelto su un display a sette o nove segmenti, senza bisogno di complessi circuiti periferici. Questo è un vantaggio che si può sfruttare anche quando devono essere riprodotti sullo schermo del cinescopio il numero del canale e l'ora. Anche le istruzioni (complessivamente trentuno, come già detto) vengono trasmesse in codice: ad ogni posizione di frequenza emessa dal trasmettitore è accoppiato un valore bit da 2^{0} a 2^{4}. La frequenza del bit con il valore 2^{4} può essere cambiata, per cui è possibile ottenere altre sedici istruzioni, utilizzabili per esempio per il telecomando di apparecchi radio.

Per selezionare le trentuno istruzioni, il trasmettitore dispone di una matrice a tastiera secondo il modello 8 x 4 che non ha bisogno né di righe separate e di commutatori di colonna né di una matrice di diodi esterna. E' sufficiente invece combinare semplicemente le righe e le colonne per trasmettere una istruzione. In base al principio scanning, questa matrice viene interrogata parecchie volte, entro 1,7 ms, prima di ogni ciclo di trasmissione. Eventuali rimbalzi dei contatti degli interruttori non causano effetti secondari. La corrente di riposo del tipo S 556 (LSI-PMOS, tecnica depletion-load) è costituita soltanto dalle correnti di fuga di un gatter interno e dalla corrente residua del transistore di commutazione esterno che attiva l'intero circuito solo in caso di istruzione. Questo tipo di alimentazione fa sì che la corrente di riposo permanga con sicurezza al di sotto dei 10 μA, consentendo così una lunga durata della batteria. La tensione di alimentazione è compresa tra 4,7 V e 10 V. Il circuito di trasmissione è sistemato in una custodia a diciotto terminali; esiste anche una versione a sedici terminali, la cui matrice è organizzata secondo il modello 6x4 ed è prevista per ventitré istruzioni. Questa riserva può essere portata fino a trentuno istruzioni con l'impiego di determinati tasti a doppia funzione.

Il tipo S 554 contiene il circuito di elaborazione e tre memorie per le funzioni analogiche come volume, saturazione del colore e luminosità, con i relativi trasformatori analogico-digitali. La versione standard comprende ventisei istruzioni (estensibili a trentuno) utilizzabili solo in parte per il telecomando TV, per cui possono essere effettuate altre funzioni. E' possibile selezionare direttamente sedici trasmettitori e trasmettere tre funzioni analogiche in altri sei canali. Sono previste inoltre funzioni supplementari come l'audio rapido, la regolazione normale, la riproduzione sullo schermo e la commutazione graduale dei canali. ★

SIGLE AUDIO

Spesso sui manuali di istruzioni degli amplificatori sono riportate sigle come DIN, RIAA, NAB e IHF. Esse si riferiscono tutte ad organizzazioni che hanno stabilito norme per la misura delle prestazioni di amplificatori, preamplificatori e giradischi.

Ad esempio, la sigla DIN deriva da "Deutscher Industrie Normenausschuss", un gruppo di fabbricanti tedeschi, simile all'americano "Electronics Industry Association" o "Institute of High Fidelity (IHF). La sigla RIAA deriva da "Record Industry Association of America" (associazione industriale di dischi americani), e NAB sta per "National Association of Broadcasters" (associazione nazionale dei radiotrasmettitori).

PROGETTO DI PICCOLI INDUTTORI CON OTTIMO Q

Il Q ottimo si ottiene in un induttore quando la lunghezza di quest'ultimo è pari al suo diametro. La tabella riportata di seguito servirà come guida all'atto della progettazione di induttori ad alto Q per circuiti RF. In essa sono indicati il massimo numero di spire e l'induttanza per vari diametri di fili avvolti affiancati su un solo strato.

Si potranno ottenere Q piú alti se le spire sono distanziate di un tratto pari al diametro del filo usato. In tal modo però si avranno la metà delle spire e valori di induttanze pari ad un quarto di quelli elencati nella tabella. Qualora si desideri un'induttanza od un numero di spire intermedie, il fattore K, i cui valori sono indicati in fondo a ciascuna colonna, può essere usato per il calcolo con la formula: L = KSpire.

Diametro dei fili (in mm)		Diametro e lunghezza (in cm)						
		0,3	0,6	1	1,25	1,6	1,8	2,5
1,3	Spire			6	8	10	12	16
	L *			0,233	0,552	1,08	1,86	4,41
,0	Spire		5	8	10 1/2	13	15 1/2	21
	L *		0,108	0,414	0,950	1,82	3,11	7,60
0,8	Spire	3	6 1/2	10	13	16 1/2	19 1/2	26
	L *	0,0194	0,182	0,647	1,46	2,93	4,92	11,7
0,65	Spire	4	8	12	16 1/2	20	24 1/2	33
	L *	0,0345	0,276	0,931	2,35	4,31	7,76	18,8
0,50	Spire	5	10	15	20 1/2	25	30 1/2	41
	L *	0,0539	0,431	1,46	3,62	6,74	12,0	29,0
0,40	Spire	6 1/2	13	19 1/2	25 1/2	32 1/2	38 1/2	51
	L *	0,091	0,728	2,46	5,61	11,4	19,2	44,8
0,32	Spire	8	16	24	32	40	48	64
	L *	0,138	1,10	3,72	8,83	17,2	29,8	70,6
0,25	Spire	10	20	30	40	50	60	80
	L *	0,215	1,72	5,82	13,8	27,0	46,5	110
	K	0,00215	0,00431	0,00647	0,00862	0,0108	0,0129	0,0172

* L = Induttanza, espressa in μH (microhenry).

Quando necessitano piccoli induttori per impedenze RF o per reti di filtro RF, spesso è comodo avvolgerli su resistori ad impasto. Nella tabella sotto riportata sono elencati il numero delle spire ed i valori delle induttanze per vari diametri di fili avvolti sul corpo del resistore. A meno che non si desideri un basso Q, il valore del resistore deve essere superiore a 4,7 kΩ per induttanze di basso valore e superiore a 47 kΩ per valori piú alti.

Con il numero di spire elencate non si occupa tutto il corpo del resistore, ma rimane un piccolo spazio libero alle estremità, su cui si possono praticare con una limetta piccole intaccature, onde guidare il filo della bobina verso i terminali del resistore, evitando cosí che le spire esterne della bobina cadano agli estremi. Non si usino per questa funzione resistori a filo.

Diametro dei fili (in mm)		Potenza del resistore			
		1/4 W	1/2 W	1 W	2 W
0,8	Spire	3	7	11	14
	L *	0,013	0,097	0,32	0,63
0,65	Spire	4	8	13	17
	L *	0,023	0,13	0,45	0,92
0,50	Spire	5	10	17	22
	L *	0,036	0,20	0,76	1,5
0,40	Spire	6	12	21	27
	L *	0,051	0,29	1,2	2,3
0,32	Spire	8	15	26	33
	L *	0,092	0,45	1,8	3,5
0,25	Spire	9	19	32	41
	L *	0,12	0,72	2,7	5,4
0,20	Spire	11	22	39	50
	L *	0,17	0,96	4,0	8,0
0,16	Spire	14	28	49	62
	L *	0,28	1,6	6,3	12
0,125	Spire	18	34	60	77
	L *	0,46	2,3	9,5	19

* L = Induttanza, espressa in μH (microhenry).



TECNICA DEI SEMICONDUTTORI

Un semplice cronometro spacca il secondo - Sono molti coloro che sono appassionati non solo di elettronica ma si interessano anche di parecchie altre attività come lotta, pugilato, nuoto, sci, vela, corse di cavalli, pattinaggio, tiro a segno, corse automobilistiche, tiro con l'arco, scacchi, fotografia o chimica. Dedicandosi a talune di queste attività, può essere desiderabile temporizzare un evento o una serie di eventi con ragionevole precisione e, per queste necessità, un cronometro è praticamente indispensabile. Fortunatamente, sul mercato sono reperibili molti strumenti adatti a quasi tutte le applicazioni di temporizzazione, dalle reazioni chimiche alle esposizioni fotografiche, dagli incontri sportivi ad un solo giro di corsa, da una mossa di scacchi alla copertura di una distanza misurata pilotando una vettura oppure andando a vela.

E' possibile scegliere tra un semplice strumento di tipo meccanico convenzionale con carica a mano e un sofisticato tipo elettronico numerico; naturalmente i prezzi variano in relazione alla precisione e alle caratteristiche di funzionamento necessarie per ogni specifica applicazione. Volendo, però, è possibile montare, con un costo moderato e minimo sforzo, un cronometro numerico versatile a molte funzioni usando un IC presentato qualche tempo fa dalla Intersil Inc. (10900 N. Tantau Ave., Cupertino, CA 95014 U.S.A.). Questo cronometro ha una gamma di temporizzazione fino a 59 min e 59,99 s in incrementi di un centesimo di secondo, un indicatore di batteria esaurita, controllo a cristallo e due modi di funzionamento; nonostante offra queste eccellenti prestazioni, esso richiede, oltre lo IC, solo un'unità di presentazione a LED con sei cifre, quattro interruttori, un cristallo di quarzo, un piccolo compensatore e tre piccole pile, oltre, naturalmente, ad una scatola contenitrice ed alle solite minuterie di montaggio.

Denominato tipo ICM 7205, lo IC cronometro della Intersil è un dispositivo CMOS progettato per il collegamento diretto con un sistema di lettura a LED a sei cifre e sette segmenti con catodo comune, ed è capace di fornire una corrente multiplex di pilotaggio fino a 13 mA per segmento con una tensione continua nominale di 3,8 V. E' adatto tuttavia per l'uso con alimentazione compresa tra 2 V c.c. e 5 V c.c. ed è completamente protetto internamente contro danni dovuti a scariche statiche, per cui non è necessario adottare speciali precauzioni nel maneggiarlo e nel collegarlo. L'unità ha una dissipazione massima caratteristica di potenza di 0,75 W ed una gamma specificata di temperatura di funzionamento compresa tra -20 °C e $+70$ °C. Il dispositivo contiene un oscillatore integrale, divisori di alta e bassa frequenza, un generatore multiplex, logica di controllo, contatori, un decodificatore, piloti di cifra e di segmenti e un pilota sensibile indicatore di batteria esaurita. In funzionamento, il circuito divide per 2^{15} il segnale a 3,2768 MHz generato dall'oscillatore a cristallo onde ottenere 100 Hz, i quali vengono poi trasferiti ai contatori di frazione di secondo, secondi e minuti. Una frequenza intermedia viene usata per produrre un segnale di 1,07 MHz con un sesto di ciclo di funzionamento per multiplexare i piloti dell'unità di presentazione. La logica di cancellazione fornisce la cancel-

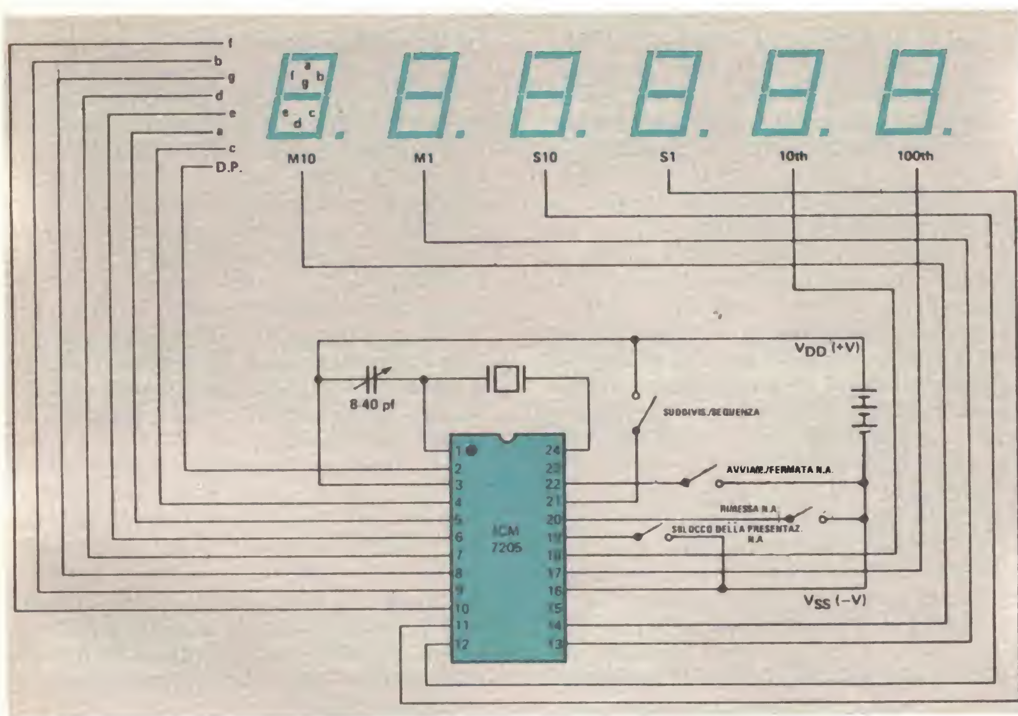


Fig. 1 - Circuito del cronometro con circuito integrato 7205.

lazione dello zero anteriore per i secondi ed i minuti, indipendentemente dall'orologio.

Lo schema del cronometro riportato nella *fig. 1*, tratto da un bollettino tecnico della Intersil, è completo, salvo un interruttore generale facoltativo; se usato, questo può essere un interruttore semplice collegato in serie con uno dei collegamenti della batteria. L'alimentazione è composta da tre pile AA collegate in serie o da equivalenti pile ricaricabili al nichel-cadmio. Poiché sono stati impiegati componenti normali, la maggior parte di essi dovrebbe essere facilmente reperibile presso i normali rivenditori locali, mentre potrà essere necessario ordinare lo IC e il cristallo di quarzo usato per controllare la frequenza dell'oscillatore; quest'ultimo deve essere da 3,2768 MHz con una R_S di 50 Ω e una capacità di carico di 15 pF. Se viene usato un cristallo differente, per ottenere le prestazioni ottime potrà essere necessario variare il valore del compensatore specificato, il cui valore è compreso tra 8 e 40 pF.

La disposizione delle parti ed i collegamenti non sono critici, per cui si può usare sia un circuito stampato sia una basetta perforata; naturalmente, si deve osservare una buona tecnica di collegamento. Per le migliori prestazioni, l'interruttore AVVIAMENTO/FERMATA deve essere un pulsante normalmente aperto di alta qualità con caratteristiche di basso rimbalzo (meno di 15 ms). Dopo il montaggio e il controllo, il compensatore dell'oscillatore deve essere regolato per un esatto funzionamento, confrontando il cronometro con un preciso campione (è possibile averne uno a disposizione).

In pratica, accendendo il cronometro, i circuiti saranno rimessi allo stato primitivo e presenteranno "00" nella posizione delle frazioni di secondo, con tutte le altre cifre cancellate. Questa presentazione indica sempre che il cronometro è pronto per il funzionamento. Oltre che come normale cronometro, lo strumento può essere usato in altri due modi. Tutti i tre modi di funzionamento sono illustrati graficamente nella *fig. 2*. Per temporizzare un solo evento, vengono usati gli interruttori di AVVIAMENTO/FERMATA e di RIMESSA. Come mostrato nella

fig. 2-a, l'interruttore AVVIAMENTO/FERMATA, quando è premuto, avvia l'orologio e mostra il conteggio. Alla fine dell'evento temporizzato, premendo lo stesso interruttore, si ferma la presentazione permettendo una lettura dell'intervallo di tempo. Inizialmente, vengono presentate solo frazioni di secondo, con secondi mostrati dopo un secondo e finalmente minuti dopo il primo minuto con una presentazione completa. Poiché la massima portata è di 59 min e 59,99 s, se l'evento temporizzato supera un'ora, l'utente deve ricordare il numero di ore. Gli zeri anteriori non vengono cancellati dopo la prima ora. Dopo che l'evento è stato temporizzato, lo strumento può essere riportato nelle condizioni primitive per un'altra misura, azionando l'interruttore di RIMESSA. Il modo TAYLOR (o sequenziale) viene usato quando è necessario temporizzare una serie di eventi che si verificano rapidamente nel caso in cui sia di immediato interesse il tempo singolo per ciascun evento anziché il tempo totale. In questo caso l'interruttore SUDDIVISIONE/TAYLOR *(fig. 1)* è lasciato aperto e lo strumento viene controllato usando gli interruttori di AVVIAMENTO/FERMATA, di SBLOCCO DELLA PRESENTAZIONE e di RIMESSA.

Com'è illustrato nella *fig. 2-b*, premendo inizialmente l'interruttore AVVIAMENTO/FERMATA si avviano sia l'orologio sia il conteggio della presentazione. Alla fine del primo evento, premendo lo stesso interruttore,si ferma la presentazione e l'orologio viene rimesso a zero, per cui può cominciare di nuovo a contare. La presentazione rimane ferma dopo il primo intervallo mostrando l'ultimo tempo precedente fino a che non viene azionato l'interruttore AVVIAMENTO /FERMATA, e ciò fa sí che venga presentato l'intervallo successivo. Azionando l'interruttore SBLOCCO DELLA PRESENTAZIONE, la presentazione mostra in qualsiasi momento l'orologio in moto. Dopo il completamento delle prove di temporizzazione, il cronometro viene riportato nelle condizioni primitive azionando l'interruttore di RIMESSA.

Infine, per quegli eventi in cui l'utente è interessato agli intervalli di tempo cumulativi per una serie di eventi, il cronometro può essere fatto funzionare nel modo SUDDIVISIONE. In questo caso l'interruttore SUDDIVISIONE/TAYLOR viene chiuso; quindi, come si vede nella *fig. 2-c*, premendo l'interruttore AVVIAMENTO/FERMATA si avviano l'orologio e il conteggio di presentazione. Alla fine del primo evento, l'interruttore AVVIAMENTO/FERMATA ferma la presentazione ma consente all'orologio di continuare a contare. Poi, il tempo cumulativo può essere letto dopo ciascun evento successivo azionando l'interruttore AVVIAMENTO/FERMATA. Quando lo si desidera, può essere usato l'interruttore SBLOCCO DELLA PRESENTAZIONE per consentire alla presentazione di agganciarsi con l'orologio che continua a funzionare. Alla fine della serie di eventi, l'interruttore di RIMESSA ristabilisce le condizioni iniziali di partenza ma, naturalmente, questo controllo può essere usato in qualsiasi momento.

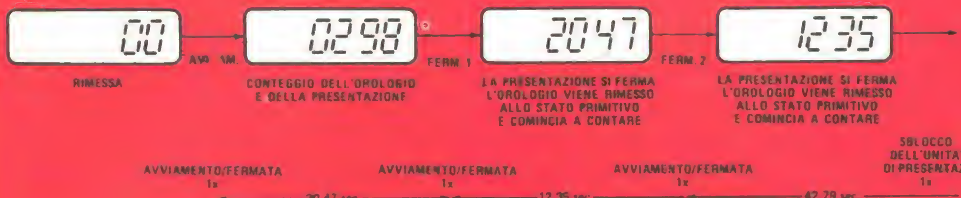
L'indicatore incorporato facoltativo di batteria esaurita (LBI) è previsto per l'uso con un LED distinto o con i punti decimali della lettura numerica. La sua uscita (piedino 2) è un transistore a canale *p* avente le dimensioni di metà di uno dei piloti dei segmenti. Il circuito è stato progettato per mantenere una differenza di tensione tra il livello d'eccitazione LBI e la minima tensione di funzionamento.

In questo modo, quanto piú bassa è la tensione d'eccitazione LBI, tanto piú bassa è la tensione minima di funzionamento; in pratica, ciò significa che usando per l'alimentazione tre pile tipo AA, l'orologio fornirà almeno 15 min di temporizzazione precisa dopo che LBI si è acceso.

Circuiti a semiconduttori - Il circuito illustrato nella *fig. 3* costituisce un'alternativa al convertitore da frequenza a tensione per gli sperimentatori che non riescono a reperire il nuovo 4151 della Raytheon descritto nell'articolo "Tecnica dei semiconduttori" di Aprile 1977 della nostra rivista. Il circuito è stato studiato per l'uso in unione con un progetto che comporta la misura di livelli di intensità solare convertiti in note audio variabili, e richiede un segnale d'entrata di 3 V eff ed aziona un normale strumento da 500 μA; è stato progettato per offrire le massime prestazioni ottime tra 100 Hz e 500 Hz.

In funzionamento, il segnale d'entrata viene applicato, attraverso il condensatore di accoppiamento C1, all'amplificatore operazionale IC1A, polarizzato dal partitore di tensione R2-R3 per funzionare come trigger di Schmitt modificato. Il segnale d'uscita amplificato viene applicato, attraverso una rete di differenziazione (C2-R4) ad un multi-





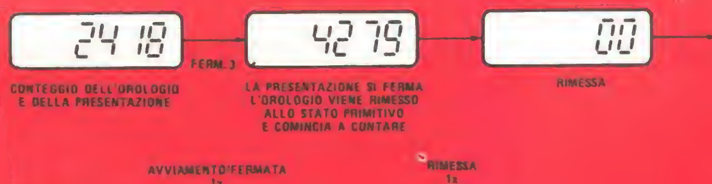






Fig. 2 Modi di funzionamento del cronometro: (a) normale; (b) sequenziale; (c) a suddivisione.

vibratore ad un colpo, IC2, che fornisce ad un circuito limitatore di picco (R5-D2) impulsi d'uscita di larghezza fissa. Gli impulsi vengono poi trasferiti attraverso il diodo rivelatore D1 ad un integratore di impulsi, C5-R7. Poiché gli impulsi applicati all'integratore sono di larghezza e ampiezza costanti, la tensione istantanea ai capi di C5 sarà direttamente proporzionale alla frequenza di ripetizione degli impulsi e quindi alla frequenza del segnale originale. Questa tensione viene amplificata da un secondo amplificatore operazionale, IC1B, e usata per azionare lo strumento d'uscita, M1. Il potenziometro R5 viene impiegato per disporre la lettura di fondo scala dello strumento alla frequenza piú alta misurata (500 Hz).

Gli amplificatori operazionali IC1A e IC1B sono due parti dell'amplificatore operazionale quadruplo tipo 324 (le altre due parti sono disponibili per altre applicazioni circuitali), mentre IC2 è il ben noto temporizzatore 555. Il diodo zener D2 è da 10 V - 400 mW. Tutti i resistori, tranne il potenziometro di calibratura R8, sono da 1/4 W o da 1/2 W e i condensatori sono piccole unità ceramiche, a pellicola plastica o a carta. L'alimentazione, nominalmente di 15 V, è in realtà fornita da due batterie da 9 V per transistori collegate in serie. La disposizione delle parti ed i collegamenti non dovrebbero essere eccessivamente critici e quindi, montando il circuito, si può seguire qualsiasi tecnica costruttiva.

Nella *fig. 4* è illustrata una sonda di tensione a larga banda. Il circuito richiede solo tre componenti: una lampada ad incandescenza da 6 W - 220 V (I1) e due diodi emettitori di luce tipo NSL 5023 o NSL 5024 (LED1 e LED2). Nonostante la sua semplicità, la sonda può indicare la presenza di qualsiasi tensione (da 1,5 V a 250 V), alternata o continua, con la lampadina (I1) oppure con uno od entrambi i LED illuminati.

Per il suo funzionamento il circuito dipende dalle singolari caratteristiche del filamento della lampada ad incandescenza. Alle tensioni piú basse, solo i LED sono attivati con le loro correnti limitate dalla lampada ad incandescenza che qui serve come semplice resistenza in serie. Alle tensioni piú alte, la resistenza del filamento della lampada rapidamente crescente limita le correnti nei LED a circa 50 mA con completa tensione di rete o a circa 25 mA medi per un'entrata alternata. Volendo, uno dei puntali può essere polarizzato per il controllo di tensioni continue, con il giusto LED illuminato alla giusta polarità. Per esempio, se il puntale superiore nella *fig. 4* viene considerato positivo, LED1 si illumina se viene applicata la giusta polarità e LED2 indica tensione invertita. Il circuito può essere montato indifferentemente in una scatoletta metallica con boccole d'uscita, in una scatola di plastica con fili flessibili oppure dentro un tubo cilindrico.

Prodotti nuovi - Sia la Fairchild sia la Optoelectronics Division hanno presentato nuovi dispositivi di particolare interesse per gli sperimentatori e i dilettanti, tra cui un pilota e ricevitore di linea, una serie di complessi Darlington, una serie di optoaccoppiatori ad alta tensione ed infine quella che viene di-

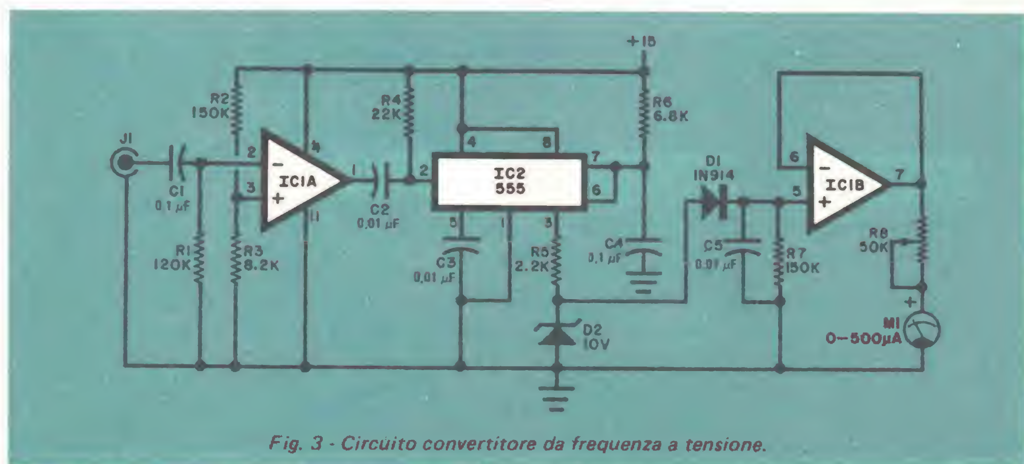


Fig. 3 - Circuito convertitore da frequenza a tensione.

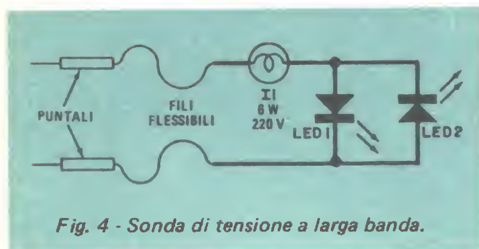


Fig. 4 - Sonda di tensione a larga banda.

chiarata la piú grande unità di presentazione a LED ad una sola cifra disponibile nella industria.

Gli IC 9636 e 9337 sono circuiti integrati monolitici per applicazioni nella comunicazione di dati e nelle apparecchiature terminali di dati. Di questi, il tipo 9636 è un doppio pilota di linea che ha entrate compatibili con TTL e CMOS e presenta una velocità di funzionamento d'uscita che può essere controllata con un solo resistore esterno e cosí pure una protezione contro i cortocircuiti in tutte le uscite. Il tipo 9637 è un ricevitore di linea doppio differenziale Schottky che ha un'uscita compatibile TTL e che offre una precisione della soglia d'entrata di ± 200 mV su una gamma di ± 7 V a modo comune. Entrambi gli IC vengono forniti in involucri mini-DIP a otto piedini, per cui è possibile inserire i due dispositivi in un solo zoccolo DIP a sedici piedini da usare come un insieme a entrata quadrupla.

La nuova serie di complessi Darlington comprende sei unità ad alta tensione ed alta corrente previste per collegare circuiti logici TTL e MOS a dispositivi come solenoidi, relé, lampadine, piccoli motori e unità di presentazione a LED. I dispositivi base (tipi 9665, 9666, 9667) sono specificati per 50 V; sono disponibili unità da 80 V identificate dal suffisso "A" (per esempio, 9665A, ecc.). Tutti i sei dispositivi hanno sette coppie di transistori Darlington ad alto guadagno e sono in grado di fornire correnti di uscita fino a 350 mA con diodi di soppressione previsti per l'uso con carichi induttivi. Le uscite possono essere collegate in parallelo per aumentare le capacità di carico. Il tipo 9665 è un complesso di impiego generico che può essere usato con logica DTL, TTL, PMOS o CMOS e può limitare la corrente d'entrata per mezzo di resistori esterni. Il tipo 9666 elimina la necessità di resistori esterni ed è stato progettato in modo specifico per il collegamento diretto di logica PMOS con solenoidi e relé; funziona con tensioni di alimentazione comprese tra 14 V e 25 V. Il tipo 9667 ha un resistore di base in serie collegato a ciascuna coppia Darlington per il funzionamento diretto con logica TTL o CMOS alimentata con 5 V. I complessi Darlington sono disponibili in involucri DIP plastici o ceramici.

La nuova serie di fototransistori d'accoppiamento della Fairchild offre una tensione minima d'isolamento di 5.000 V per tutti i tipi di dispositivi. L'alta tensione di isolamento (piú che doppia rispetto a quella dei normali accoppiatori) viene ottenuta, com'è

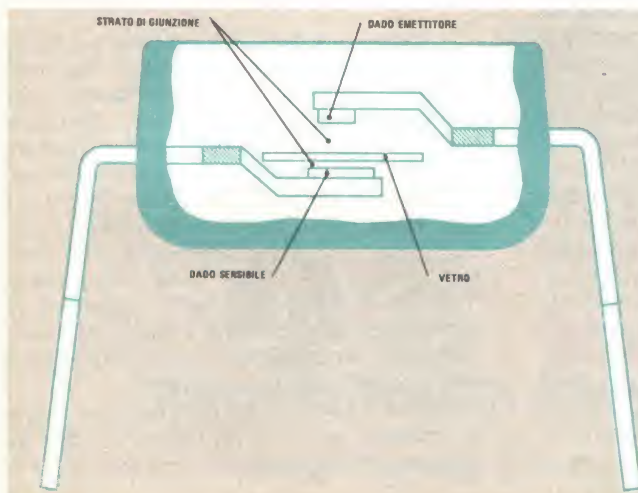
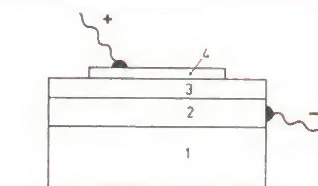


Fig. 5 - Schizzo a sezione trasversale del nuovo optoaccoppiatore prodotto dalla Fairchild.

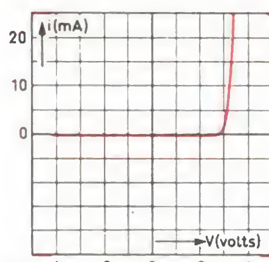
mostrato nella *fig. 5*, usando vetro come distanziatore di isolamento interno tra la sorgente luminosa e il fototransistore.

Infine, la Optoelectronics offre un gruppo di cifre di presentazione a LED alte 20 mm leggibili a distanze fino a 10 m. Le nuove unità di presentazione sono disponibili in versioni a catodo comune o ad anodo comune con punto decimale a destra o a sinistra. I tipi a catodo comune sono il FND800 con punto decimale a destra e il FND850 con punto decimale a sinistra. I tipi ad anodo comune sono il FND807 con punto decimale a destra e il FND847 con punto decimale a sinistra. Con una intensità media per segmento di 0,15 millicandele, l'unità di presentazione richiede un'alimentazione di 1,7 V e una corrente di pilotaggio media di 5 mA per segmento.

A coloro che intendono dedicarsi a progetti relativi al controllo di nota nella commutazione telefonica, potranno interessare due nuovi IC annunciati recentemente dalla MOSTEK. I nuovi dispositivi, denominati tipi MK 5085 e MK 5086, combinano logica CMOS, convertitori da numerico ad analogico, un amplificatore operazionale e transistori bipolari su un unico supporto; sono progettati per l'uso di un economico cristallo di riferimento a 3,58 MHz per produrre otto distinte frequenze audio sinusoidali mescolate insieme nel circuito integrato per assicurare note di alta precisione adatte per la commutazione telefonica a doppia nota. Entrambi i circuiti sono identici tranne che per la configurazione della tastiera. Il tipo MK 5085 utilizza una tecnica di autoscansione per il collegamento diretto ad una tastiera di classe A oppure "2 di 8", mentre il tipo MK 5086 si collega ad una tastiera "2 di 8" o ad altri sistemi elettronici. Le funzioni di tasto comune come l'esclusione del trasmettitore e l'inserzione di una resistenza di silenziamento vengono effettuate elettronicamente. Il tipo MK 5085 è stato progettato con l'uso di CMOS soprattutto per l'integrazione in sistemi telefonici ove è possibile derivare l'alimentazione necessaria dalle linee telefoniche; per applicazioni dilettantistiche non telefoniche si può usare un'alimentazione fissa continua come quattro pile tipo AA o una sola batteria da 9 V. In funzionamento, vengono ottenute frequenze audio distinte quando la tastiera sceglie i giusti divisori numerici per dividere il segnale del cristallo a 3,58 MHz. Questi segnali vengono elaborati da una convenzionale rete a gradini e la trasformazione da corrente a tensione viene effettuata da un amplificatore incorporato. Questo convertitore convenzionale da numerico ad analogico produce onde sinusoidali sufficientemente pure, per cui non è richiesto alcun filtraggio. Lo stesso amplificatore effettua la somma dei gruppi di note alte e basse per ottenere il richiesto segnale a doppia nota.



(1) *Struttura di un diodo elettroluminescente GaN: (1) substrato di zaffiro; (2) GaN di tipo N; (3) GaN di tipo P; (4) contatto d'oro.*



(2) *Curva corrente-tensione di un diodo GaN.*

I Laboratori della RTC di Caen e il Laboratorio di Elettronica e Fisica Applicata (L.E.P.) di Limeil-Brévannes (Francia), che fanno parte dell'organizzazione internazionale della ricerca Philips, hanno sviluppato congiuntamente i diodi elettroluminescenti al nitruro di gallio ad elevato rendimento, a luce verde e blu. Sono stati ottenuti rendimenti quantici esterni dello 0,3% per i diodi a luce blu e dell'1% per quelli a luce verde. Rispetto ai diodi a luce verde disponibili in commercio, il rendimento è stato migliorato di circa un fattore 10; per il momento i diodi a luce blu non sono in commercio.

Questi tipi di diodi GaN aprono nuove prospettive per la realizzazione di display alfanumerici efficienti con una grande varietà di colori. ★

E' UN CORSO PRATICO (CON MATERIALI)

Per meglio comprendere i fenomeni che intervengono nei circuiti elettrici, il Corso prevede la fornitura di una ricca serie di materiali e di attrezzature didattiche. Riceverai, compresi nel costo del Corso, un misuratore per il controllo delle tensioni e delle correnti continue, che realizzerai tu stesso; inoltre riceverai un saldatore, diversi componenti elettrici ed elettronici, tra cui transistori per compiere svariate esercitazioni ed esperienze, che faciliteranno la tua preparazione. Inoltre, avrai modo di costruire pezzo per pezzo, con le tue mani, un moderno

CARICABATTERIE:



interessante apparecchio, indispensabile per l'elettrauto, che può caricare qualsiasibatteria per autoveicoli a 6 V, 12 V e 24 V. Realizzato secondo le piú recenti tecniche costruttive, esso prevede dispositivi automatici di protezione e di regolazione, ed è dotato di uno strumento per il controllo diretto della carica. Inoltre, monterai tu stesso, con i materiali ricevuti, un

VOLTAMPEROMETRO PROFESSIONALE

strumento tipico a cui l'elettrauto ricorre ogniqualvolta si debba ricercare un guasto e controllare i circuiti elettrici di un autoveicolo.



AMPIO SPAZIO E' DEDICATO ALLA FORMAZIONE PROFESSIONALE

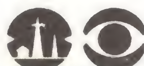
Nel Corso è previsto l'invio di una serie di **Schemari e Dati auto,** contenenti ben 200 schemi di autovetture, autocarri, furgoni, trattori agricoli, motoveicoli, ecc.; una raccolta di **Servizi Elettrauto** dedicati alla descrizione, manutenzione e riparazione di tutte le apparecchiature elettriche utilizzate negli autoveicoli. Completano la formazione tecnica una serie di dispense di **Motori**, di **Carburanti**, di **Tecnologia,**

IMPORTANTE

Al termine del Corso, la Scuola Radio Elettra ti rilascerà un attestato comprovante gli studi da te seguiti.

COI TEMPI CHE CORRONO...

...anche se oggi hai già un lavoro, non ti sentiresti piú sicuro se fossi un tecnico specializzato? Sí, vero? E allora non perdere piú tempo! Chiedici informazioni senza impegno.
Compila, ritaglia e spedisci questa cartolina, Riceverai gratis e senza alcun impegno da parte tua una splendida, dettagliata documentazione a colori.
Scrivi indicando il tuo nome, cognome, indirizzo. Ti risponderemo personalmente.



Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5 633
Tel. (011) 674432

LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI 633

ELETTRAUTO

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE:
NOME ______________________________
COGNOME ______________________________
PROFESSIONE ______________________ ETÀ ________
VIA ______________________________ N. ________
CITTÀ ______________________________
COD. POST. ____________ PROV. ______________________

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐
PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐